das elektron

elektro- und radiotechnische monatshefte

JAHRGANG 1953

HEFT 12

Herausgeber: Ing. Hugo Kirnbauer.
Eigentümer und Verleger: „elektron"-Verlag, Ing. H. Kirnbauer, Linz-Donau, Graben 9, Telephon 2 74 68.
Redaktion, Vertrieb und Verwaltung: Linz-Donau, Graben 9, Telephon 2 74 68.
Postanschrift: Linz-Donau, Graben 9.
Telegramm-Adresse: elektron-Linz.
Postscheckkonto: 188.350 Postscheckamt Wien.
Druck: Buch- und Kunstdruckerei Joh. Haas, Wels, Stadtplatz 34.

VERTRETUNGEN:

„das elektron", Wien.
„das elektron", Wiener Redaktion, Vertriebsangelegenheiten, Inseratenannahme: Wien, XVIII., Währinger Straße 128, Tel. R 50-4-43.
„das elektron", Sprechstunde für technische Auskünfte: RKF-Laboratorium, Wien, VII., Neubaugasse 71, Mittwoch von 15 bis 17 Uhr, Telephon B 30-5-70.

„das elektron", Detailverkauf Wien sämtlicher erschienener Hefte und Sonderdrucke: Wien-Schall, Wien, I., Getreidemarkt 10, Telephon B 25-4-11.

„das elektron", München, Redaktion und Verwaltung, Technische Verlags-GmbH., München 2, Marsstraße 5.

„das elektron", Schweizer Vertretung: Verlag H. Thali, Hitzkirch, Luzern, Tel. (0 41) 88 62 70, Postscheck VII 2791.

„das elektron", Generalvertretung für Holland: Radio Groeneveld, Amsterdam-Z. 1, Ceintuurbaan 127-129.

„das elektron", Generalvertretung für Luxembourg: Messageries Paul Kraus, 27-29 Rue Joseph Junck, Telephon 48-71 u. 57-29, Telegramm-Adresse: Krausjournaux Luxembourg.

„das elektron", Generalvertretung und Alleinauslieferung f. d. nordischen Staaten: INTRA-PRESS, Margrethevej 28, Kopenhagen-Holte, Dänemark. Telephon: Holte 303. Einzahlungskonten: Postkonto 720 72 (Dänemark), Postkonto 44 43 (Schweden), Fol. Kto. 583, Kristiania Folkebank, Oslo (Norwegen).

„das elektron", Vertretung für Ungarn: „Kultura", Ungarisches Außenhandelsunternehmen für Bücher und Zeitungen, Budapest, Rákóczi ut 5, Tel. 223-676-9. Telegramm-Adresse: Kulturpress.

„das elektron", Generalvertretung für die Vereinigten Staaten von Nordamerika: John F. Rider, Electronics Research Publishing Comp. Inc. 480 canal street, New York 13, N. Y., Ruf worth 4-8340.

„das elektron", Generalvertretung für Argentinien: Libreria Goethe, Buenos Aires, R. Argentina, Bankverbindung: Banco Holandes Unido, Buenos Aires.

„das elektron", Generalvertretung für Südafrika: Swakopmunder Buchhandlung Ferdinand Stich, Swakopmund, Postfach 71, Südwest-Afrika.

„das elektron", Generalvertretung für Israel: International Booksellers, Tel Aviv, 85, Allenby Rd., P. O. B. 1030.

BEZUG:

Bestellungen sind an den „elektron"-Verlag Ing. Hugo Kirnbauer, Linz-Donau, Graben 9, zu richten.
Preise für die Österreich-Ausgabe: Einzelheft S 7,50; Vierteljahrsabonnement S 20,— einschl. Porto; Halbjahrsabonnement S 39,— einschl. Porto; Jahresabonnement S 75,— einschl. Porto.
Bestellte Abonnements laufen automatisch, wie im Zeitschriftenwesen üblich, weiter. Abbestellungen können nur zum jeweiligen Kalenderviertel erfolgen und müssen mindestens vierzehn Tage vor Ablauf desselben schriftlich bekanntgegeben werden. Bei Ausfall der Zeitschrift wegen höherer Gewalt besteht kein Anspruch auf Nachlieferung.
Erscheinungsweise: monatlich. „das elektron" erscheint derzeit in drei Ausgaben, und zwar: 1. Österreich-Ausgabe, 2. Deutschland-Ausgabe, 3. Export-Ausgabe.



EIN *neues Jahr* BEGINNT

H. K. Nun, schreiben wir es gleich, elektronentechnische Sensationen hat das abgelaufene Jahr keine gebracht. Eigentlich hat sie ja auch niemand erwartet. Trotzdem ist die Weiterentwicklung aller Zweige „unserer" Technik wirklich beachtlich. Ohne UKW-Teil ist heute in Deutschland fast kein Empfänger mehr zu verkaufen, in der Schweiz erfreut sich der UKW-Rundfunk, obwohl man nur als Zaungast die westdeutschen Sender „anzapfen" kann (der einzige schweizerische UKW-Sender strahlt ja das Programm von Beromünster aus), zunehmender Beliebtheit und auch in Österreich ist nach einigen, sagen wir organisatorischen Schwierigkeiten der UKW-Rundfunk im Vormarsch. Technisch ist die Entwicklung der Ultrakurzwellen so gut wie abgeschlossen. Wohl ist z. B. die Frage Trioden- oder Pentoden-Vorstufe noch nicht ganz entschieden; gegenwärtig werden ja beide Lösungen in ungefähr gleichem Umfang verwendet. Aus der Reihe des Üblichen fallend, ist die Konstruktion des Körting-„Syntektors" („das elektron" berichtete ja ausführlich darüber) zu erwähnen, die Empfindlichkeits- und Trennschärfewerte zu erreichen erlaubt, welche bisher zumindest für Heimempfänger unerreichbar schienen. Allerdings ist heute noch nicht abzusehen, wie weit sich dieses Schaltprinzip allgemein durchsetzen wird. Schon der Neuheitentermin 1954 dürfte uns darüber Näheres sagen. Von der Ausnahme des Syntektors abgesehen, die ja bekanntlich die Regel bestätigt, ist die Schaltungstechnik aller AM/FM-Super standardisiert. Der Ratiodetektor ist vorherrschend und der Flankendemodulator nur mehr in der untersten Preisklasse zu finden.

Auch die FS-Empfängertechnik befindet sich bereits auf einem Nenner. Lediglich der Gedanke der Zusammenschaltung eines „Nur-Bild-Empfängers" mit einem AM/FM-Super erregt noch die Gemüter. Die Ansichten über die Aussichten dieser Lösung sind jedoch geteilt. Ein Vergleich mit den amerikanischen Verhältnissen, der oft gemacht wird, ist jedoch durch die vollkommen andersgearteten wirtschaftlichen Verhältnisse nicht möglich.

Soweit ein ungefähres Andeuten der gegenwärtigen Situation.

Nun versuchen wir einen Blick in die Zukunft zu werfen. Bleiben wir beim Fernsehen. In diesen Wochen wird in Amerika bereits das Farbfernsehen gestartet, und auch vom plastischen und selbstverständlich farbigen Fernsehen wird bereits viel gesprochen, obwohl hier noch keine wirtschaftlich tragbare Lösung am Horizont zu erkennen ist. Unsere Sorge gilt dem Fernsehen über größere Entfernungen. Sicherlich, durch die Errichtung zahlreicher Relaisstationen sind hier keine Grenzen mehr gesetzt. Relaisstationen müssen aber vorhanden sein — und sie sind es, zumindest bei uns, nur in den seltensten Fällen. Wie schön war es doch nun vor einigen Jahrzehnten, als man mit 25zeiligen Bildern Fernsehversuche über Mittelwellen ausstrahlte und z. B. in Berlin oder Wien den Fernsehversuchssender Paris empfangen konnte. Das waren noch Zeiten. Gewiß, die Bildqualität war, gelinde ausgedrückt, sehr schlecht, aber immerhin — es ging. Und heute? Die Bilder sind ausgezeichnet, der Sender darf aber nicht allzu weit entfernt sein. Wer ist schuld? Die große benötigte Bandbreite, die uns zwingt, in das UKW-Gebiet auszuweichen. Gelänge es uns, die Bandbreite entscheidend zu verringern, so könnte jedes Land mindestens einen Fernsehsender im Kurzwellenbereich betreiben. Wie aber die Bandbreite verkleinern? Dazu wäre lediglich erforderlich, nicht bei jedem Bild jeden Bildpunkt zu übertragen, sondern nur jene Bildpunkte zu übermitteln, bei denen sich die Helligkeitswerte seit der vorherigen Abtastung geändert haben. Das erste ausgestrahlte Bild einer neuen Einstellung müßte

elektro- und radiotechnische monatshefte

Heft 12 Jahrgang 1953

ja auch nicht im Bruchteil einer Sekunde auf der Bildröhre erscheinen. Zu seinem Aufbau könnte man ohne weiteres mehr Zeit verwenden und dementsprechend Bandbreite sparen. Die hier ausgesprochenen Ideen sind nicht neu, sie sind aber trotzdem aktuell. Vielleicht bringen uns die kommenden Jahre die Verwirklichung des „Schmalbandfernsehens" und dadurch die Möglichkeit, in jedem Heim zwischen mehreren FS-Programmen wählen zu können. Auch die Aufzeichnungen von FS-Programmen auf Magnetbänder wären durch die Einführung des „Schmalbandfernsehens" wesentlich einfacher. Übrigens, der Präsident der RCA erklärte kürzlich, daß es nun auch gelungen sei, Farbfernsehsendungen magnetisch zu konservieren. Er ist darüber hinaus auch noch der Ansicht, daß es bald Magnet-Ton- bzw. -Bildgeräte geben werde, die die Konservierung von FS-Sendungen auf Band sogar für den Heimgebrauch gestatten werden. Der Kino-Amateur der Zukunft dürfte dann eben mit einer FS-Kamera auf Band arbeiten. Das wäre praktisch das Ende der Photo-Industrie, denn über kurz oder lang dürfte es auch gelingen, Photos mit immer wieder verwendbaren Platten elektrostatisch herzustellen.

Diese Zeilen mögen vielleicht ein bißchen zu phantastisch oder zumindest zu optimistisch gehalten sein. Tatsache ist jedenfalls:

Der Elektronik gehört die Zukunft!

EIN GLÜCKLICHES Neues Jahr

WÜNSCHT ALLEN SEINEN

IN ALLEN TEILEN DER WELT VERSTREUTEN LESERN



UNSER TITELBILD (ein Kapsch-Werkphoto)

zeigt den Selbstheilungseffekt beim Kapsch-Photoblitz-Spezialelektrolytkondensator 500 EK 500. Man sieht deutlich das im Papierabstandhalter ausgebrannte Loch. Ein Vielfaches größer ist die Fläche des weggeschmolzenen Kathodenbelages. Näheres darüber lesen Sie im Beitrag „Elektronenblitz-Elko 500 EK 500, selbstheilend und kurzschlußfest", Seite 381.

INHALT:

Züricher Valutenkurse (23. 12. 53)

	Geld	Ware
Dollar	4,29	4,29 1/2
kanad. Dollar	4,37 1/2	4,39
Pfund	11,19	11,22
100 ffr.	1,10	1,10 1/4
100 bfr.	8,41	8,42 1/2
100 hfl.	111,—	111,37
100 schw. K	73,—	74,—
100 norwegische K	52,75	53,75
100 Lire	—,68	—,68 1/4
100 Schilling (große St.)	16,30	16,37 1/2
(kleine St.)	16,37 1/2	16,42 1/2
100 Westmark	99,30	99,60
100 Dinar	—,58	—,62
1 türkisches Pfund	—,78	—,82
1 ägyptisches Pfund	10,—	10,15
100 dänische K	54,75	55,75
100 argentinische P	19,40	19,60
100 Pesetas	9,90	9,92 1/2
100 Escudos	14,60	14,70
100 brasilianische C	9,—	9,30

● **(Wi)** Von der deutschen „Arbeitsgemeinschaft des Beleuchtungs- und Elektroeinzelhandels" wurden **„Richtlinien für die Wertverminderung von Elektrogeräten"** herausgegeben. Hier sind sie:

Bei elektrischen Kühlschränken: im ersten Halbjahr 30 %, im zweiten Halbjahr 40 %, jedes weitere Halbjahr 10 %.

Bei elektrischen Koch- und Wärmegeräten: im ersten Halbjahr 40 %, im zweiten Halbjahr 50 %, im dritten Halbjahr 70 %, im vierten Halbjahr 80 %.

Bei elektromotorischen Geräten (hier sind jedoch elektr. Rasierapparate ausgeschlossen): im ersten Halbjahr 30 %, im zweiten Halbjahr 40 %, jedes weitere Halbjahr 10 %.

● **(FS, Wi)** Der **schnelle Ausbau des deutschen Fernsehsender-Netzes beunruhigt die französische Industrie** gewaltig. Nicht nur, daß man die preisdrückende deutsche Konkurrenz fürchtet, man hat auch Angst vor der eigenen Zeilenzahl. 625 ist ja doch die Zukunft.

● **(S)** Mit einem Aufwand von 14 Millionen Dollar errichtete die amerikanische Marine in der Umgebung von Seattle (Washington) den angeblich **stärksten Sender der Welt,** der die Aufgabe hat, Botschaften an Schiffe in jedem Teil der Erde zu senden.

● **(Fern)** Von einer amerikanischen Telegraphengesellschaft wurde die **Verlegung des ersten transatlantischen Fernsprechkabels zwischen Nordamerika und den Britischen Inseln** angekündigt. Der Bau der Kabelverbindung wird drei Jahre in Anspruch nehmen und rund 150 Millionen DMark kosten.

● **(Ak, Empf) Transistorbestückte Schwerhörigengeräte** sind augenblicklich der letzte Schrei. Maico bringt gegenwärtig ein mit drei Raytheon CK 718 ausgerüstetes Gerät heraus. Unsere Abb. 1 zeigt die Original-

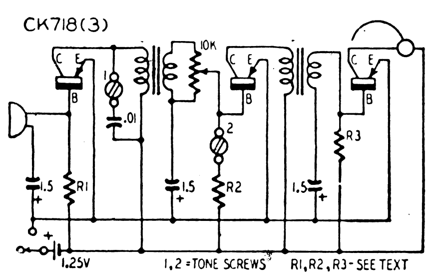


Abbildung 1: Die Schaltung des „Transist-Ear".

schaltung des „Transist-Ear" genannten Gerätes. Es wiegt nur um 60 Gramm und seine Abmessungen betragen 46 × 50 × 21 mm. Das Gerät wird von einer 1,5-Volt-Batterie gespeist. Nun noch einige Erläuterungen zur Schaltzeichnung. Der im Ausgang gezeichnete Kreis mit Halbkreis deutet den Kleinsthörer an. Als Mikrophon wird eine Magnettype verwendet. Die beiden eingezeichneten Schrauben 1 und 2 dienen zur Anpassung des Schwerhörigengerätes; sie fungieren als Schalter. Die eingebaute Kleinbatterie erlaubt 70- bis 90stündigen Betrieb. Der von ihr abgegebene Strom beträgt rund 30 mA.

DAS *interessiert* AUCH SIE!

Bei einer Arbeitsspannung von 1,3 Volt ergibt dies eine Leistung von 3,9 mW. Abb. 2 zeigt uns die Schaltung eines ebenfalls mit drei Transistoren bestückten NF-Verstärkers. Ineressant ist, daß alle Transistor-Geräte wesentlich teurer als gleichwertige, mit Röhren ausgerüstete Apparate sind. Die Wirtschaftlichkeit ist jedoch bei den ersteren

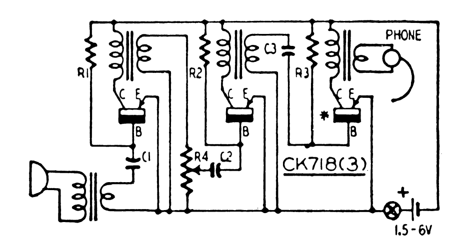


Abbildung 2: Ein Transistor-NF-Verstärker. C 1, C 2, C 3 = 2 bis 5 uF; R 1, R 2 = 10 kOhm bis 15 kOhm; R 3 = 50 kOhm bis 100 kOhm; R 4 = 4 kOhm bis 6 kOhm. Die Widerstände müssen auf einen bestimmten, vom Erzeuger angegebenen Strom eingeregelt werden.

durch den Wegfall der Heizung wesentlich größer. Man rechnet gegenwärtig mit einer Transistor-Lebensdauer von ungefähr hunderttausend Stunden. Dies entspricht ungefähr einer Betriebszeit von 20 Jahren. Rundfunkröhren bringen es dagegen nur auf ungefähr 5000 Arbeitsstunden. Bei den in der Schaltung gezeigten Geräten werden neue Subminiaturtransformatoren gebraucht, die nur rund 3 Gramm wiegen.

● **(MT)** Zur **Ausmessung elektrischer Felder** wurde ein interessantes Verfahren entwickelt, das mit Hilfe von halbleitendem Papier arbeitet. Man verwendet dazu am besten graphithaltiges Reflexpapier, da bei diesem der Widerstand in allen Richtungen nahezu gleich ist.

● **(Rö, Phy) Für Transistoren** scheint **Aluminium-Antimon das Material der Zukunft** zu sein. Hier hat man aber erst zu forschen begonnen. Neben Germanium und Silizium kommen außer Aluminium-Antimon noch eventuell folgende Werkstoffe in Frage: Bleisulfid, Bleiselenid, graues Zinn, Kadmium-Antimon.

● **(FS, Wi)** Nun ist auch in **England** die **Einführung eines kommerziellen Fernsehbetriebes,** der durch Reklamegelder finanziert werden soll, beschlossen worden.

● **(X)** In den Mercedes des deutschen Bundeskanzlers Dr. Adenauer wurde eine drahtlose Telephonie-Anlage eingebaut. Der Apparat steht neben dem Fahrersitz und wird — wie die Mitarbeiter Dr. Adenauers erklären — stark benutzt.

● **(S)** Die **Frequenz des UKW-Senders Stuttgart-Funkhaus** (Südd. Rundfunk) wurde am 4. Dezember 1953 von 89,6 **auf 93,2 MHz umgestellt.**

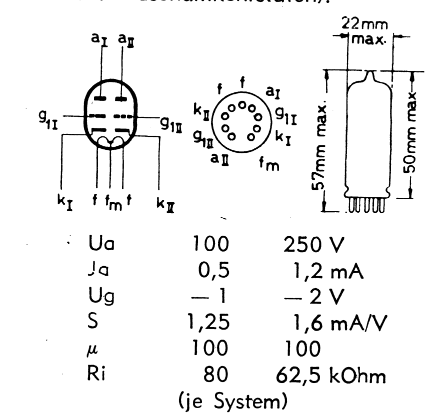
● **(Rö, Wi)** Die Firmen Valvo und Telefunken haben bei Röhren keine Preisbindung der zweiten Hand vorgenommen bzw. diese aufgehoben.

● **(S, Wi)** Gegenwärtig werden die Pläne um die **Errichtung einer selbständigen Rundfunkanstalt für das Land Nordrhein-Westfalen** lebhaft diskutiert. Die Tatsache, daß Nordrhein-Westfalen von dem Gesamtaufkommen an Rundfunkgebühren im Bundesgebiete in Höhe von 240 Millionen DMark allein über ein Viertel, nämlich 68 Millionen DMark, aufbringt, gibt den Initiatoren finanziellen Rückhalt. Unbekannt ist noch, welche Welle der geplante Landessender Köln erhalten würde.

● **(S, MT)** Jeden ersten Sonntag im Monat um 10 Uhr MEZ werden von OM K. Krumbach, DL 1 JY, **Eichwellensendungen** durchgeführt. Die Ansage erfolgt ab 09.45 in Telephonie auf zirka 3600 kHz. Folgende Frequenzen werden mit einer Genauigkeit von ± 100 Hz ausgestrahlt: 3500, 3550, 3600, 3650, 3700, 3750 und 3800 kHz.

● **(Rö)** Philips brachte neu die Röhrentypen **ECC 83** und **EF 86** heraus. Hier die Sockelschaltungen und wichtigsten Daten:

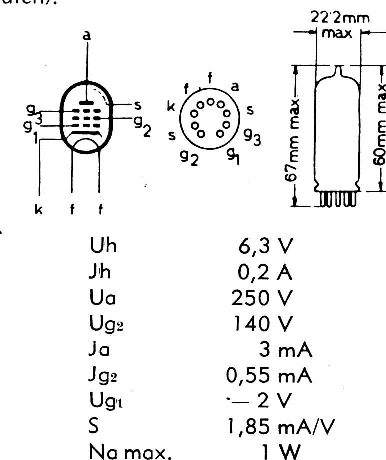
ECC 83 (kleiner Durchgriff, Widerstandswert o. f. Phasenumkehrstufen).



Ua	100	250 V
Ja	0,5	1,2 mA
Ug	— 1	— 2 V
S	1,25	1,6 mA/V
μ	100	100
Ri	80	62,5 kOhm

(je System)

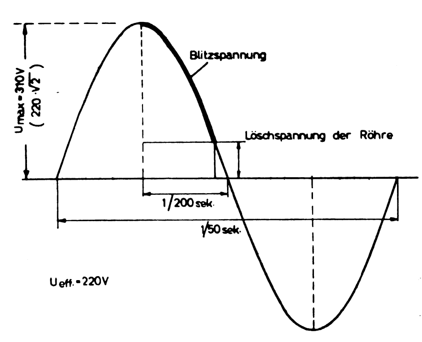
EF 86 (f. RC-gekoppelte NF-Verstärkerstufen).



Uh	6,3 V
Jh	0,2 A
Ua	250 V
Ug_2	140 V
Ja	3 mA
Jg_2	0,55 mA
Ug_1	— 2 V
S	1,85 mA/V
Na max.	1 W

WIRD DER *Steckdosenblitz* DER ELEKTRONENBLITZ VON MORGEN?

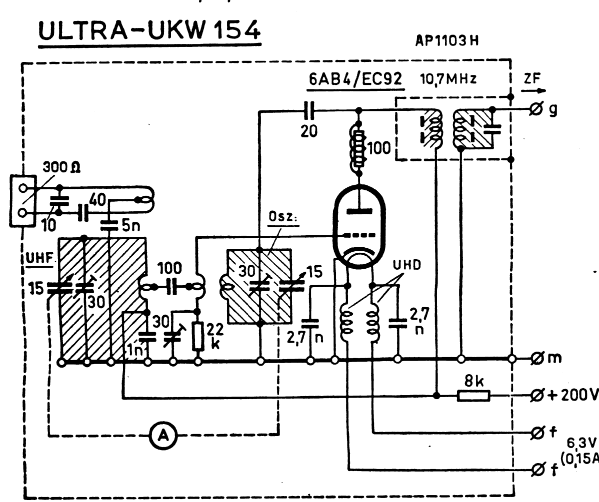
(Li, Prax, Elt) Der Prophet hat es ja bekanntlich nicht leicht in seinem Vaterlande, und Vorhersagen sind immer ein zweischneidiges Schwert. Es gibt aber Ideen und Überlegungen, die so bestechend und überzeugend sind, daß sie direkt zum Prophezeien zwingen. Und da aber andererseits Vorsicht immer noch der Weisheit besserer Teil ist, haben wir unseren Titel eben doch mit einem Fragezeichen versehen. Aber jetzt zur Sache. Auch die große Masse der Gelegenheitsphotographen, die so alle halbes Jahr einmal ein paar Erinnerungsbilder knipsen, hat nun ganz sicher ab und zu den Wunsch, auch in ihren Heimen Aufnahmen zu machen. Die Anschaffung eines heutigen Elektronenblitzgerätes lohnt sich wegen dieser paar Aufnahmen nicht. Für diesen Kreis fehlt ein ganz billiges und einfaches Gerät. Um billig zu sein, muß man aber alles, was nicht unbedingt erforderlich ist, weglassen. Nun, unbedingt erforderlich sind die Blitzlampe, die Zündspule, eine Steckdose mit 220 V und eine Synchronisierungseinrichtung, die ein Blitzen nur dann zuläßt, wenn die Netzspannung gerade ihren Scheitelwert von 310 V erreicht hat, um in der nächsten Viertelperiode (= 1/200 Sekunde) auf Null abzusinken. Das Absinken der Spannung entspricht hierbei der Entladung des Elkos in üblichen Geräten. Und was an Blitzenergie durch die niedere Spannung (310 V statt 500 V) verloren geht, kann man durch längere Blitzzeit (bis fast 1/200 Sekunde statt 1/1000 Sekunde) wieder wettmachen. Und was sagen die Sicherungen zu diesem ausgewachsenen Kurzschluß? Gar nichts. Wir haben es probiert, und es ist ja wegen der ganz kurzen Zeit (1/200 Sekunde) und der thermischen Trägheit der Schmelzdrähte auch erklärlich. Das Problem bei der ganzen Geschichte ist nur eine billige Synchronisierungseinrichtung. Mit einer Glimmlampe, die bei der Spannungsspitze zündet, ist die Sache zu unstabil, denn mit Rücksicht auf eine festliegende Belichtungszeit muß die Blitzdauer und damit der Blitzbeginn ebenfalls exakt festliegen. Sehr schön, exakt aber teuer läßt sich die Synchronisierung mit einem kleinen Synchronmotor (3000 U/min), der durch eine Nocke je Umdrehung einen Kontakt schließt, durchführen. Der Kamerakontakt und der vom Motor gesteuerte Kontakt liegen dabei in Serie. Wann immer man auch drückt, die Auslösung des Blitzes erfolgt erst in dem

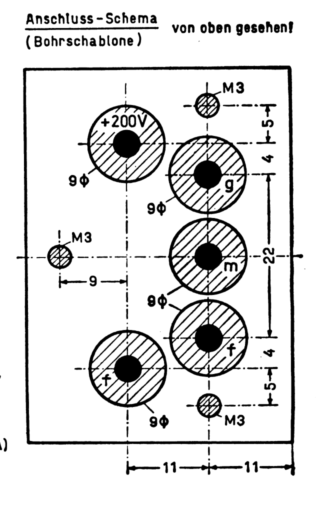


durch den Motorkontakt festgelegten Zeitpunkt. Den Verschluß muß man allerdings auf 1/25 Sekunde stellen, um ihn auch dann noch offen zu haben, wenn man im ungünstigsten Falle vor Blitzbeginn noch 1/50 Sekunde „Wartezeit" hat. Und nun sagen Sie bitte selbst, ist die Idee nicht einfach und bestechend? Kein Elko mit Reststrom, kein Zerhacker, kein Akku, der zu laden und zu pflegen ist. Das Synchronisierungsproblem? Probleme sind da, um gelöst zu werden. Also hinsetzen und nachdenken.

Eine UKW-Mischstufe für den Bastler! (Fa. ZEHETNER, WIEN)

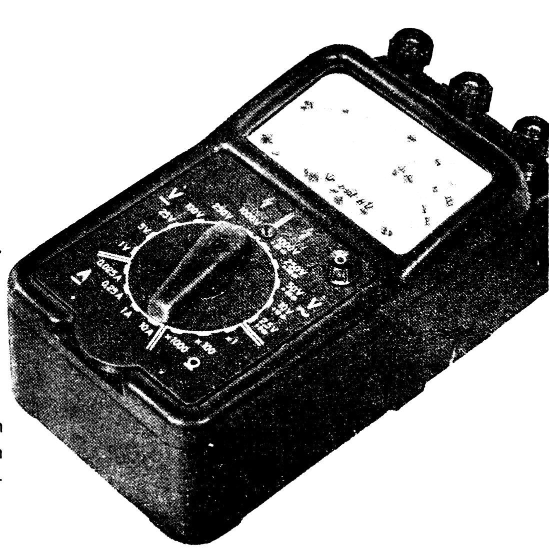
ULTRA-UKW 154





Wir stellen vor:

EIN NEUES HOCHVOLT-UNIVERSALMESSGERÄT FÜR DIE FERNSEH- UND RADIOTECHNIK



Universal HV heißt das jüngste Mitglied der bekannten Universalgeräte-Reihe von Goerz. In einer Kurzmeldung im Heft 11/53 haben wir ja schon über die wichtigsten technischen Daten berichtet. Heute können wir dieses Gerät mit allen seinen interessanten Einzelheiten vorstellen.

Abb. 1: Skala und Bereichumschalter so groß als möglich, um die Ablesung zu erleichtern und Bedienungsfehler zu vermeiden, das verlangt man von einem modernen Meßgerät. Bei den Goerz-Universalmeßgeräten beherrschen die beiden die Frontplatte.

(Elt, MT) Vielfachmeßgeräte sind heute ein unentbehrliches Hilfsmittel für jeden, der mit Elektronik zu tun hat. Über ihren Wert zu schreiben, hieße Eulen nach Athen tragen. Aber mehr noch. Der Rundfunktechniker von gestern befaßt sich heute mit Oszillographen, Fernsehempfängern und einer weiteren Vielzahl von Geräten, die die moderne Elektronik täglich schafft, und es ist für ihn selbstverständlich, auch die hohen und höchsten Spannungen, mit denen diese Geräte arbeiten, mit seinem Universalmeßgerät messen zu können. Damit lag auch schon eine Grundforderung bei der Entwicklung des neuen Gerätes fest. Erweiterung der Spannungsmeßbereiche nach oben. Daher weist das neue Universal HV (HochVolt) auch eingebaute Spannungsmeßbereiche bei Gleich- und Wechselstrom bis 2500 Volt auf. Um aber auch die höchsten Spannungen messen zu können, wurde ein Meßkopf für 15 kV entwickelt: 15 000 V, eine Empfindlichkeit von 20 kOhm/Volt, somit ein Meßkreiswiderstand von 300 MOhm, und das alles bei einem Vielfachmeßgerät; da gibt es Probleme, die gelöst sein wollen. Doch davon später.

Die zweite Forderung, die der Techniker an sein Vielfachmeßgerät stellt, ist die, daß es erschwinglich ist. Und damit kommen wir zu dem uralten und immer neuen Problem, vor dem jeder Konstrukteur immer wieder steht: zu entscheiden, wo die Eigenschaften mit Rücksicht auf den Preis zu begrenzen sind. Beim Universal HV hat man sich entschlossen, den Verkaufspreis unter S 1000,— bzw. DM 180,— zu halten und lieber auf Strommeßbereiche bei Wechselstrom zu verzichten.

Universalmeßgerät für den Radiotechniker mit oder ohne Strommeßmöglichkeit bei Wechselstrom, das ist eine Frage, die zur Debatte steht, seit es Vielfachmeßgeräte gibt, und die solange zur Debatte stehen wird, solange man Vielfachmeßgeräte bauen wird. Als „für" spricht die Tatsache, daß man ab und zu auch Strommessungen durchführen möchte (Heizstrom, Gesamtstromaufnahme) und daß ein Universalgerät eben nur dann 100%ig universal ist, wenn man auch Wechselströme messen kann. Dieser Standpunkt herrscht in Mitteleuropa vor und wurde auch bei den Geräten Universal 1, 2 und 3 vertreten*).

Gegen Strommeßbereiche für Wechselstrom spricht einmal der durch den Trokkengleichrichter bedingte hohe Spannungsabfall von zirka 1 Volt, der an den Nebenwiderständen auftritt und Messungen im Heizkreis illusorisch macht. Bei einem 4-V-Heizkreis z. B. bedeutet das Einklemmen des Meßinstrumentes eine Spannungsreduzierung um 25 %. Und da der Widerstand des Heizfadens temperatur- und damit stromabhängig ist, wird auch eine Korrekturrechnung unmöglich. Mit einem Stromwandler allerdings, wie z. B. in den Universal 1 und 2 eingebaut, läßt sich die Schwierigkeit umgehen. Er verteuert aber weiter das Gerät. Und das wirtschaftliche Argument, daß die Verteuerung durch die Strommeßbereiche, ob mit oder ohne Wandler, in keinem vertretbaren Verhältnis zu den nur selten anfallenden und zu umgehenden Wechselstrommessungen steht, hat bei der überwiegenden Anzahl der westeuropäischen und amerikanischen Geräte den Ausschlag gegeben.

Speziell für die Geräte der Goerz-Universal-Reihe gilt aber noch ein weiteres Argument. Dem Käufer wird durch das Weglassen der Wechselstrom-Strombereiche beim Universal HV gar nicht die Entscheidung vorweggenommen, da sich einmal der Hochspannungsmeßkopf auch in Verbindung mit dem Universal 3 verwenden läßt, wodurch auch dieses zu einem Hochvolt-Universal-Instrument wird, und anderseits für das Universal HV ein Zusatzstromwandler geschaffen wurde, der, an den 2,5-V-Bereich angeschlossen, die Messung von Wechselströmen von 0,1 bis 5 A ermöglicht.

Doch nun zu den technischen Einzelheiten des Gerätes.

*) Siehe „elektron-Taschenbuch", Seite 453 bis 458, sowie „das elektron", Heft 10/1950, Seite 340, Interessante Schaltungsneuheiten eines Vielfachmeßgerätes d. Elektronentechnik (Universal 3), und „das elektron", Heft 7/1949, Seite 238, Neue Universalgeräte verwirklichen alte Wünsche (Universal 1 und 2).

Die Meßbereiche.

1. Gleichspannung (20 000 Ohm/V)

Bereich	Innenwiderstand
1 V	20 000 Ohm
5 V	100 000 Ohm
25 V	500 000 Ohm
100 V	2 000 000 Ohm
250 V	5 000 000 Ohm
1000 V	5 000 000 Ohm
2500 V	12 500 000 Ohm

2. Gleichstrom.

Bereich	Spannung bei Endausschlag
50 µA	1 V
2,5 mA	ca. 0,17 V
25 mA	"
250 mA	"
1 A	"
10 A	"

3. Wechselspannung (2000 Ohm/V)

Bereich	Innenwiderstand
2,5 V	5 000 Ohm
10 V	20 000 Ohm
50 V	100 000 Ohm
250 V	500 000 Ohm
1000 V	2 000 000 Ohm
2500 V	5 000 000 Ohm

4. Verstärkung, Dämpfung, Leistung.

— 10 bis + 10 db
— 2 bis + 22 db
+ 16 bis + 36 db
+ 30 bis + 50 db
+ 42 bis + 62 db

Der Pegel 0 db entspricht der Leistung von 1 mW in 600 Ohm (0,775 V).

Für Outputmessungen bei überlagertem Gleichstrom wird die „—"-Klemme und die Steckbuchse „Output" verwendet, wobei der Gleichstrom durch einen in Serie geschalteten Kondensator von 0,2 µF (500 V Betriebsspannung) abgeriegelt wird.

5. Widerstand.

5 bis 10 000 Ohm (200 Ohm Skalenmitte) mit eingebauter 1,5-V-Batterie; 500 Ohm bis 1 MOhm (20 000 Ohm Skalenmitte) mit eingebauter 1,5-V-Batterie; 5000 Ohm bis 10 MOhm (200 000 Ohm Skalenmitte) mit getrennter Spannungsquelle von 12 bis 15 V.

6. Kapazität.

0,005 bis 10 µF mit Fremdspannung 50 oder 250 V ~.

7. Meßbereicherweiterungen.

A. Für die Messung von Anodenspannungen an Kathodenstrahlröhren, insbesondere aber an Bildröhren, dient ein separater Vorwiderstand, der den Spannungsbereich bei Gleichstrom auf 15 000 V erweitert. Dieser Vorwiderstand (300 MOhm, entsprechend 20 000 Ohm/V) ist als Meßkopf in Form einer Prüfspitze ausgebildet.

B. Zur Messung von Wechselströmen von 0,01 bis 5 A dient ein Zusatzstromwandler mit zwei Meßbereichen 0,5 und 5 A. Da die Ablesung dabei auf der linearen 50teiligen Skala (Gleichstromskala) erfolgt, ist auch bei der Stufung 1 : 10 eine ausreichende Überlappung gegeben. Durch den äußerst geringen Spannungsabfall lassen sich auch Strommessungen in niedervoltigen Heizkreisen exakt durchführen.

Die Anzeigegenauigkeit liegt trotz der hohen Empfindlichkeit in dem bei Vielfachmeßgeräten üblichen Rahmen und ist für die mit einem Vielfachmeßgerät durchzuführenden Meßaufgaben vollkommen ausreichend. Eine Erhöhung der Anzeigegenauigkeit und damit eine Erhöhung des Preises wäre genau so unsinnig, wie zur Reparatur eines Rundfunkempfängers teure 1 %-Meßwiderstände zu verwenden. Und hier die Werte: ± 2,5 % bei allen Gleichstrombereichen (außer 2500 V); ± 4 % bei Wechselspannungen und 2500 V Gleichspannung. Bei Wechselstrom gilt die Anzeigegenauigkeit von ± 4 % für sinusförmige Kurvenform und für die Nennfrequenz 50 Hz. Für den Frequenzbereich von 15 bis 1000 Hz ist der zusätzliche Fehler kleiner als ± 2,5 %. Bei den Meßbereichen 250, 1000 und 2500 V ist der Frequenzbereich nach oben mit 100 Hz begrenzt. Bei Frequenzen bis 10 000 Hz ist der zusätzliche Frequenzfehler bei Spannungen bis 50 V kleiner als ± 6 %.

Die geringere Anzeigegenauigkeit bei höheren Frequenzen ist durch die Kapazitäten und Induktivitäten der Schaltmittel und durch den Frequenzgang des Trockengleichrichters bedingt. Anschaulicher als die prozentuellen Angaben ist die Betrachtung des Frequenzganges des Meßinstrumentes. Dazu müssen die Prozentwerte der Toleranzen in db umgerechnet werden. Es entsprechen: 2,5 % 0,2 db, 4 % 0,3 db und 6 % 0,5 db. Der Frequenzgang des Gerätes ist also im Bereich von 15 bis 10 000 Hz linear mit einer Toleranz von 0,5 db im Teilbereich 15 bis 1000 Hz und einer Toleranz von 0,8 db im Teilbereich 1000 bis 10 000 Hz. Nun bezeichnet man in der Praxis einen Frequenzgang mit einer Toleranz von 2 bis 3 db noch als erklassige Studioqualität.

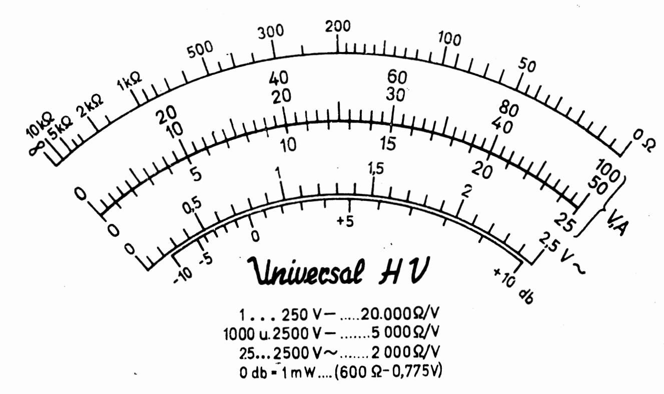


Abb.2: Die Ansicht der Skala in natürlicher Größe. Auf der oberen Ohmskala werden durch einen kleinen Schaltungskniff (Pat. ang.) bei der Kapazitätsmessung gleich die uF-Werte abgelesen. Durch das Einsparen einer eigenen Teilung wird die Übersicht größer. Die dreifache Bezifferung der mittleren Hauptskala (V, A —, V, ausgenommen 2,5 V, dafür untere Skala) erübrigt das „Multiplizieren im Kopf" und hilft Fehler vermeiden. Bei Pegelmessungen können die db-Werte direkt auf der untersten Skala abgemessen werden.

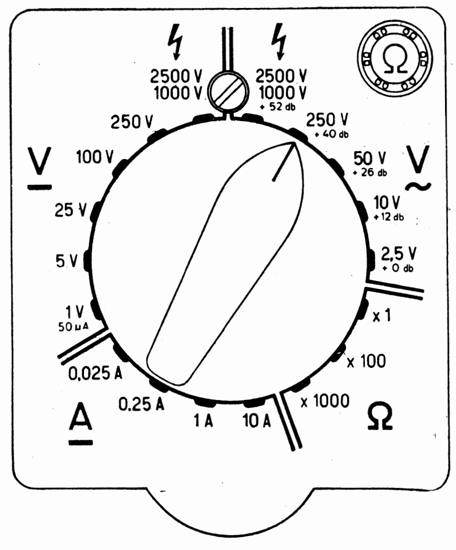


Abb. 3: Der Bereichumschalter (etwas verkleinert) sagt mehr als viele Worte: Einknopfbedienung, das heißt, es gibt keinen Gleich-Wechselstrom-Umschalter. Rechts oben die Justierung der Batteriespannung bei der Ohmmessung, oben Mitte die Nullpunktkorrektur. Die beiden Hochspannungspfeile warnen, entsprechend den Sicherheitsvorschriften, bei der Messung von Spannungen über 1000 V vor dem Berühren des Gerätes

Daraus ersieht man, daß auch hier eine Erhöhung der Anzeigegenauigkeit bzw. eine Verringerung des Frequenzgangfehlers wenig Sinn hätte.

Die Schaltung des Gerätes.

Die Schaltung eines Universalmeßgerätes sieht durch die vielen Meßbereiche im ersten Augenblick verwirrender aus, als sie in Wirklichkeit ist. An der linken Seite des Schaltschemas liegen die Eingänge des Gerätes (drei Universalklemmen und zwei Steckbuchsen). An der untersten, mit „—" gekennzeichneten Klemme wird die eine Meßleitung bei allen Messungen angeschlossen. Darüber ein Sonderanschluß für den empfindlichen 2,5-mA-Strommeßbereich. An die nächsthöhere, mit „+" bezeichnete Klemme wird bei allen Messungen, ausgenommen der schon erwähnte 2,5-mA- und der 2500-Volt-Bereich, die zweite Meßleitung angeschlossen. Bei Output-Messungen riegelt der Kondensator C (0,2 µF) den Gleichstrom ab. Die oberste Universalklemme ist der Anschluß für die 2500-Volt-Gleich- und -Wechselspannungsbereiche, die aus isolationstechnischen Gründen direkt herausgeführt werden.

Prinzipiell arbeitet das Gerät mit einem Universal-Shunt (r_1 bis r_{10}, Meßwerk, r_0, r_{11}, r_{12}). An einem Beispiel soll seine Wirkungsweise erläutert werden. Strommessung, Bereich 1 A, Gleichstrom. Der Stromlauf: Von der Anschlußklemme + über die Umschalterschiene A—, den Schalterkontakt 1 A → zu dem zwischen r_2 und r_3 liegenden Punkt des Universal-Shunts. Hier teilt sich der Strom. Der größte Teil fließt über r_2, r_1 zur Klemme „—" (Shuntkreis). Ein Bruchteil, der eigentliche Meßstrom, über r_4 bis r_{10} zum Meßwerk r_0 und ebenfalls zur Klemme „—". Die Widerstände „r_{11}", „r_{12}" sind durch einen weiteren Umschalterkontakt kurzgeschlossen. Der Gleichrichter liegt hierbei in Sperrichtung parallel zum Meßwerk, der über ihn fließende Strom ist vernachlässigbar klein. Wie es ja dem Prinzip des Universalshunts entspricht, wirken die nicht im Shuntkreis liegenden Teilwiderstände (im Beispiel r_3 bis r_{10}) als Vorwiderstand des Meßwerkes. Je größer wir, durch Umschalten auf die verschiedenen Anzapfungen, den Shuntwiderstand machen, desto empfindlicher wird die Meßanordnung.

Die Spannungsmessung ist ja im Prinzip eine Strommessung, und zwar die Messung jenes Stromes, den die zu messende Spannung durch den Widerstand des Meßkreises treibt (Vorwiderstand + Instrumentenwiderstand). Die Vorwiderstände (r_{15} bis r_{19}) liegen jeweils mit einem Ende an der Klemme „+", mit dem anderen an den Umschalterkontakten. Von der Umschalterschiene V— führt die Verbindung zu jenem Punkt des Universal-Shunts, der die größte Empfindlichkeit hat (50 µA entsprechen 20 000 Ohm/Volt). Als Shunt wirken jetzt r_1 bis r_9. Der Widerstand r_{10} ist der Abgleichswiderstand des Meßwerkes (10 bis 100 Ohm). Die beiden Bereiche 1000 und 2500 Volt liegen nicht an der Umschalterschiene V—. Sie sind durch eine eigene Verbindung mit

(Schluß auf Seite 396)

Elt

MT

ELEKTRONISCHE NASE „riecht" BRÄNDE

(Rö, Elt, X) Bereits in Heft 1/1949 hat „das elektron" auf Seite 5 über eine „elektronische Nase", die zur Anzeige vorhandener Dämpfe verwendet wird, geschrieben. Nunmehr wird ein auf dem gleichen Prinzip beruhendes Gerät von einer Schweizer Firma als Feuermelder eingesetzt. Allerdings ist nur das Grundprinzip das gleiche geblieben. Die technische Lösung ist ganz, ganz anders. Doch lesen Sie darüber bitte weiter.

Der Brand muß schnell erkannt werden.

Der Grund zu Feuerschäden großen Ausmaßes liegt meistens im zu späten Erkennen des Brandausbruches, vor allem außerhalb der Arbeitszeit und während der Nacht. Zur Vermeidung von Schäden sind deshalb — neben den vorgesehenen Maßnahmen zur Brandverhütung und den bereitgestellten Löschmitteln — automatische Feuermelder wichtig, denn nur die rechtzeitige Feststellung eines Brandes ermöglicht einen wirkungsvollen Einsatz der Löschmittel.

Zur automatischen Anzeige von Brandausbrüchen lassen sich grundsätzlich verschiedene Erscheinungen heranziehen. So liegt es nahe, die bei Feuer entstehende Wärme für die Meldung auszunützen. Die früher gebräuchlichen Melder arbeiteten auf dieser Grundlage (Maximaltemperatur, rascher Temperaturanstieg, Temperaturdifferenz zwischen zwei verschiedenen Orten

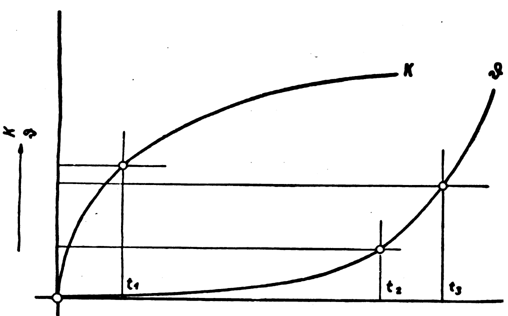


Abb. 1: Ansprechzeiten für Rauchgasmelder und thermische Melder. ϑ Temperaturanstieg; K Rauchkonzentration; t_1 Ansprechzeit für Rauchgasmelder; t_2 Ansprechzeit für thermische Differentialmelder; t_3 Ansprechzeit für thermische Maximalmelder; t Zeit seit Beginn eines Brandes.

usw.). Ferner sind Melder bekannt, die das Auftreten einer offenen Flamme anzeigen. Im weiteren besteht die Möglichkeit, einen Brandausbruch an den auftretenden Rauch- und Verbrennungsgasen festzustellen.

Die Hauptforderung, die an eine automatische Meldeanlage gestellt wird, ist, einen Brandausbruch so früh als nur möglich festzustellen. Daneben müssen noch verschiedene weitere Bedingungen erfüllt sein, so Betriebssicherheit, Unempfindlichkeit gegen normale Temperatur- und Beleuchtungsänderungen, einfache Montage, lange Lebensdauer, unauffälliges Aussehen usw.

Um die Wirksamkeit der verschiedenen Meldesysteme abzuschätzen, muß man sich vor Augen halten, daß ein Brand in der Regel sehr langsam beginnt. Oft besteht längere Zeit nur ein glimmender Herd oder ein schwelendes Feuer, das sich mangels genügender Luftzufuhr nicht richtig entwickeln kann. Es sind viele Fälle bekannt, in denen es erst nach dem Öffnen von Fenstern oder Türen zu einer starken Flammenbildung und damit zu einer merklichen Temperaturerhöhung gekommen ist. Immer treten aber Rauch- und Verbrennungsgase schon vor einer merklichen Temperaturerhöhung auf. Dieses Vorstadium kann Stunden dauern. Ein temperaturempfindliches System kann einen Brand erst dann anzeigen, wenn das Feuer eine ziemliche Größe erreicht hat. In diesem Stadium wird sich der Brand meist sehr rasch weiter ausbreiten. Nach erfolgtem Alarm bleibt dann zu seiner Bekämpfung nur wenig Zeit.

Rauchmelder sind überlegen.

Aus diesen Überlegungen geht hervor, daß ein auf Rauch- und Verbrennungsgase empfindlicher Melder anderen Systemen überlegen sein muß. Die Verhältnisse sind in Abb. 1 schematisch dargestellt. Als Abszisse ist die Zeit vom Beginn eines Brandes an, als Ordinate einerseits die Temperatur, anderseits der prozentuale Gehalt an Rauch- und Verbrennungsgasen (in willkürlichem Maßstab) aufgetragen. Im weiteren sind die Punkte angegeben, von welchen an Verbrennungsgasmelder und thermische Melder ansprechen.

Da es für die Brandbekämpfung von wesentlicher Bedeutung ist, den Brandherd schon in seinem Vorstadium festzustellen, wurde seit langem nach einem hiefür geeigneten Melder gesucht, welcher zugleich alle Anforderungen bezüglich Betriebssicherheit, Einfachheit und Lebensdauer erfüllt.

Überlegungen dieser Art veranlaßten 1941 die Cerberus-GmbH., Bad Ragaz, Schweiz, einen Feuermelder zu entwickeln, der das Auftreten von Rauch- und Verbrennungsgasen — unabhängig von einer Flammenbildung und unabhängig von einer Temperaturerhöhung — feststellt. Als empfindliches Element wurde eine Ionisationskammer gewählt, in welcher die Abhängigkeit der Leitfähigkeit der Luft von ihrer chemischen und physikalischen Zusammensetzung festgestellt wird. Die Idee der Verwendung einer Ionisationskammer zu Überwachungszwecken war an und für sich nicht neu. Bereits 1922 wurde von Greinacher[1]) ein Differential-Ionometer zur Bestimmung des Staubgehaltes der Luft beschrieben und auf die Möglichkeit der Rauchbestimmung durch diese Anordnung hingewiesen. In Frankreich wurde offenbar unabhängig davon in den Dreißigerjahren von Malsallez[2]) versucht, einen Feuermelder unter Verwendung einer Ionisationskammer herzustellen, wobei als Verstärkerorgan eine Elektronenröhre vorgesehen war. 1940 erschien ein Artikel von W. Jaeger[3]), in welchem über seine Bemühungen, die Ionisationskammer in geeigneter Weise mit einem elektrostatischen Kontaktvoltmeter zu kombinieren, berichtet wird. Die vorgeschlagenen Lösungen erwiesen sich aber als unzweckmäßig. Mehr Aussicht auf Erfolg bot ein weiterer Vorschlag von W. Jaeger, als Anzeigeorgan ein Glimmrelais (gasgefüllte Kaltkathodentriode) zu verwenden. Anfänglich schien aber auch dieser Versuch zu scheitern. Erst als es gelang, ein neues Glimmrelais höchster Empfindlichkeit herzustellen, war es möglich, das Prinzip der Ionisationskammer für die Konstruktion eines Feuermelders, der allen praktischen Anforderungen genügt, anzuwenden. In der heutigen Ausführung erfüllt er in idealer Weise alle Bedingungen, die an einen hochwertigen automatischen Melder gestellt werden. Diesem Umstand verdankt er seine rasche Verbreitung sowohl in der Schweiz als auch im Ausland.

Die physikalischen Grundlagen des Ionisations-Feuermelders.

Das empfindliche Element des Feuermelders ist eine Ionisationskammer, in welcher die Luft durch die Strahlung einer kleinen Menge Radium leitend gemacht wird. Aus Gründen, die im folgenden erklärt werden, hat die Anwesenheit von Verbrennungsgasen (sichtbarer Rauch oder unsichtbare Verbrennungsgase) einen großen Einfluß auf die Leitfähigkeit einer solchen Ionisationskammer. (Fortsetzung auf Seite 388)

---

[1]) Greinacher H.: Über ein Differential-Ionometer und seine Anwendung zur elektrischen Messung des Staubgehaltes der Luft. Bull. SEV Bd. 13 (1922), Nr. 8, S. 356 bis 365.

[2]) Malsallez P. und Breitmann L.: L'utilisation des phénomènes radioactifs dans la prédétection des incendies et analyses de gaz. Rev. gén. Electr. Bd. 43 (1938), n° 9, S. 279.

[3]) Jaeger W.: Die Ionisationskammer als Feuermelder. Bull. SEV Bd. 31 (1940), Nr. 9, S. 197.

Bauanleitung

Röhrenvoltmeter

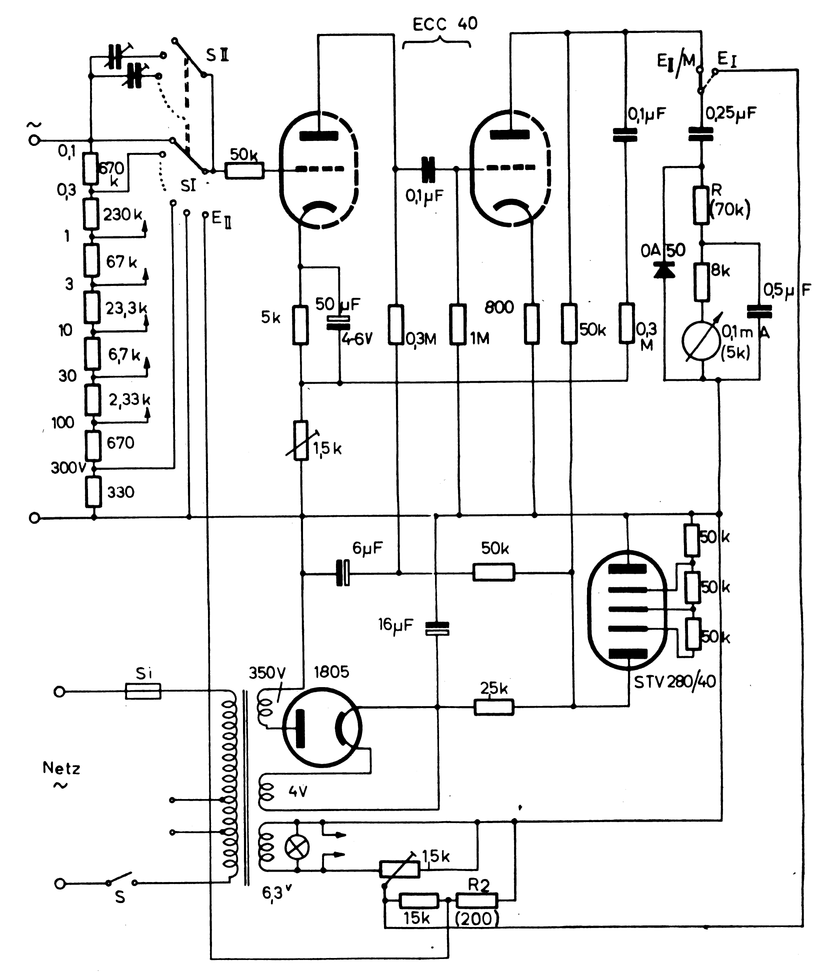
Technische Daten: Bereiche 0,1, 0,3, 1, 3, 10, 30, 100, 300 V, Frequenzbereich 20 Hz bis 40 kHz, Eingangswiderstand 1 MOhm, konstant für alle Bereiche. Stabilisierte Anodenspannung. Lineare Skala. Eichung durch Spannungsvergleich eingebaut.

(MT, Prax) Die Praxis stellt den Techniker ja immer wieder vor Meßaufgaben, auch dann, wenn geeignete Meßinstrumente gerade nicht zur Verfügung stehen. Ist der Aufbau des Meßgerätes nicht zu kompliziert, so kommt man schneller zum Ziel, wenn man sich entschließt, hinsetzt und das Ding baut. Dabei heißt es dann nicht, „man nehme", sondern in erster Linie „man hat". Und das, was man nicht hat, läßt sich mit einigem Geschick aus den ständigen Gelegenheitsanboten der Bastlergeschäfte billig erwerben.

Doch nun zum Fall selbst. Zur Untersuchung und Messung an Magnetophonverstärkern wurde ein Röhrenvoltmeter benötigt und sollte schnell aufgebaut werden. Die Meßaufgabe legte ja die technischen Daten des Gerätes bereits fest. Um auch die Spannungen der Oszillatorfrequenz messen zu können, wurde der Frequenzbereich des Gerätes über den Tonfrequenzbereich hinaus auf 40 kHz erweitert. Da dabei zu erwarten war, daß die Schaltkapazitäten in diesem Bereich eine Rolle spielen, wurde ein zweibahniger Vielfachumschalter vorgesehen, um bei den kleinen Bereichen Trimmer zuschalten zu können. Wie nachträgliche Kontrollmessungen zeigten, war eine Frequenzkorrektur nur für die Bereiche 0,3 und 1 V notwendig. Bei diesen beiden Bereichen wird durch die Schleiffeder des zweiten Segments ein kleiner Trimmer direkt vom Eingang zum Gitter der ersten Röhre gelegt. Die über diesen Trimmer zusätzlich zugeführte Spannung ist um so größer, je höher die Frequenz ist, und kompensiert damit den durch die Schaltkapazitäten ebenfalls frequenzabhängigen Spannungsabfall. Die Größe der erforderlichen Kapazität hängt natürlich von der Verdrahtung ab. Mit einem Trimmer von etwa 35 pF wird sich die richtige Einstellung leicht durch eine Kontrollmessung feststellen lassen. Wenn das Gerät von vornherein nur für Messungen bis 20 kHz vorgesehen ist, können die zusätzlichen Trimmer entfallen. Der Spannungsteiler liegt direkt zwischen den beiden Eingangsklemmen des Instrumentes, wodurch der Eingang (unabhängig von Schalterstellung) immer mit 1 MOhm belastet ist. Je nach der Stellung der Schleiffeder der ersten Kontaktbahn wird von diesem Spannungsteiler entweder die volle oder 1/3 bzw. 1/10, 1/30, 1/100, 1/300, 1/1000 oder 1/2000 der Eingangsspannung abgenommen und dem Gitter des Verstärkers zugeführt.

Der Verstärker selbst besteht aus einer Doppeltriode ECC 40. Da mit der linearen Skala des Meßinstrumentes das Auslangen gefunden werden sollte, mußte der Verstärker entsprechend frequenzkorrigiert werden, was durch den Einbau von drei Gegenkopplungen erreicht wurde. Erstens: Gegenkopplung von der Anode des zweiten Triodensystems zur Kathode des ersten Systems, 0,1 μF, 0,3 MOhm. Zweitens: Stromgegenkopplung dadurch, daß der Kathodenwiderstand des zweiten Triodensystems von 800 Ohm nicht durch einen Kondensator überbrückt ist. Drittens: Stromgegenkopplung dadurch, daß vom geteilten Kathodenwiderstand des ersten Triodensystems das 1,5-kOhm-Potentiometer ebenfalls nicht kapazitiv überbrückt ist. Dieses 1,5-kOhm-Potentiometer dient zur Empfindlichkeitseinstellung des Verstärkers. Näheres darüber unter „Eichung des Gerätes".

Als Anzeigegerät wurde ein vorhandenes Drehspul-Milliamperemeter verwendet. Endausschlag 0,1 mA, Innenwiderstand 5 kOhm.



Die Schaltung des selbstgebauten Röhrenvoltmeters.

Parallel zum Meßinstrument und seinen Vorwiderständen liegt eine Kristalldiode OA 50 (Einweggleichrichtung des Meßstromes). Die Anzeige zu beruhigen, ist Aufgabe des 0,5-μF-Kondensators.

Beim Aufbau des Netzteiles kann man sich weitestgehend an vorhandene Bauteile anlehnen. Als Netztransformator nimmt man

Elt MT Prax Rö X

einen gerade vorhandenen. Besondere Leistung wird ja nicht verlangt. Das gleiche gilt für die Gleichrichterröhre. Auch zum Bau des Mustergerätes wurde ein gerade vorhandener Transformator genommen, der eine Anodenwechselspannung von 350 V hatte. Bedingung ist diese Spannung nicht. Ebenso kann statt der Gleichrichterröhre 1805 jede andere handelsübliche Gleichrichterröhre oder Trockengleichrichter verwendet werden. Wesentlich am Netzteil ist die Stabilisierung der Anodenspannung mit Hilfe eines Stabilisators. Eine Stabilisierung der Heizspannung wurde versuchsweise durchgeführt. Es hat sich jedoch gezeigt, daß bei den derzeitigen Netzverhältnissen eine Stabilisierung der Heizspannung nicht erforderlich ist.

Um das Gerät vor oder auch während des Betriebes nachkontrollieren und nacheichen zu können, ist eine eigene Eichschaltung vorgesehen. Dazu wird eine der Heizwicklung entnommene Spannung einmal dem Meßinstrument direkt zugeführt und das andere Mal über einen genau definierten Spannungsteiler dem Eingang des Verstärkers. Ist der Verstärker richtig eingeregelt, so muß sich in beiden Fällen derselbe Zeigerausschlag ergeben. Und nun der Eichvorgang im einzelnen:

1. Umlegen des Umschalters im Anodenkreis des zweiten Triodensystems auf Stellung E 1. Damit wird das Meßinstrument vom Anodenkreis abgeschaltet und direkt an das im Heizkreis liegende 1,5-kOhm-Potentiometer gelegt. Wir messen jetzt mit dem Meßinstrument direkt die am Potentiometer eingestellte Spannung.

2. Mit Hilfe des 1,5-kOhm-Potentiometers wird der Zeigerausschlag entweder auf eine am Meßinstrument fest angebrachte Marke oder auf einen ganzen Teilstrich (z. B. 0,8) eingestellt.

3. Der Umschalter im Anodenstromkreis des zweiten Triodensystems wird wieder in die Ausgangsstellung zurückgestellt.

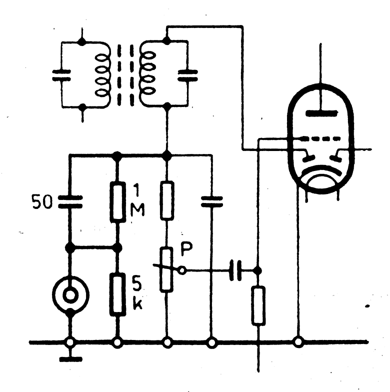
Der Bereichsumschalter kommt auf die Stellung „E 2". Jetzt liegt der von dem Spannungsteiler 15 kOhm / 200 Ohm abgegriffene Anteil der vorerst eingestellten Spannung am Eingang des Verstärkers. Die Empfindlichkeit des Verstärkers wird jetzt mit Hilfe des im Kathodenkreis der ersten Triode liegenden Potentiometers so lange geregelt, bis sich derselbe Zeigerausschlag ergibt. Bei der erstmaligen Messung werden die beiden mit R bezeichneten Widerstände mit Hilfe von bekannten Meßspannungen abgeglichen.

Zuerst erfolgt der Abgleich des im Anodenstromkreis des Meßinstrumentes liegenden Widerstanes R. Werden die in der Schaltung angegebenen Baumittel, also Meßinstrument und Gleichrichter, verwendet, so kann der Widerstand R mit 70 kOhm gewählt werden. Um zu kontrollieren, ob der Verstärker den richtigen Verstärkungsgrad hat, legt man an den Eingang des Meßinstrumentes eine bekannte Meßspannung an und liest die Anzeige am Instrument ab. Es muß sich nun durch Regeln des 1,5-kOhm-Potentiometers im Kathodenkreis des ersten Triodensystems der der Meßspannung entsprechende Zeigerausschlag einstellen lassen. Das Potentiometer soll dabei in Mittelstellung stehen, um einen Regelbereich zu haben. Ist die Einstellung des Wertes der angelegten Meßspannung durch das Potentiometer nicht möglich, so ist der mit R bezeichnete Widerstand entsprechend abzuändern.

Nach der erfolgten Justierung des Widerstandes im Anodenstromkreis des zweiten Triodensystems kommt der Abgleich des Eichspannungsteilers im Heizkreis. Wieder wird eine bekannte Eichspannung an den Eingang des Gerätes gelegt und mit Hilfe des 1,5-kOhm-Potentiometers im Kathodenkreis des ersten Triodensystems der Ausschlag genau einjustiert. Jetzt wird der mit R bezeichnete Widerstand, etwa 200 Ohm, so lange verändert, bis sich in den Stellungen „Eichen 1" und „Eichen 2" der gleiche Zeigerausschlag ergibt.

Der Aufbau des Gerätes ist nicht kritisch. Beim Mustergerät wurde ein gerade vorhandenes Chassis eines alten Radioempfängers verwendet. An die Vorderseite des Chassis wurde eine Pertinaxplatte von 25 × 18 cm Größe angeschraubt, in die das Instrument und die Bereichsumschalter eingebaut wurden. Nur beim Aufbau des Eingangskreises soll auf möglichst kapazitätsarme Verlegung der Leitungen und Montage der Widerstände Rücksicht genommen werden. Bei dem Mustergerät wurden die Widerstände direkt an die Lötfahnen des Umschalters angelötet und lagen frei parallel zur Schalterachse. Verwendet wurde ein Elge-Umschalter mit 2 Schleifbahnen und 11 Schaltstellungen.

● **(Ak)** Bei der **Aufnahme von Radio-Sendungen auf Magnettongeräten** verwendet man am besten den sogenannten **„Diodenanschluß"**, d. h. man schaltet unmittelbar die am Diodengleichrichter entstehende NF an den Eingang des Gerätes. So erreicht man, daß die durch die Empfängerendstufe und den Ausgangstrafo verursachten Verzerrungen nicht mit auf das Band aufgesprochen werden. Außerdem hat der „Diodenanschluß" den Vorteil, daß unabhängig von der Stellung des Empfänger-Lautstärkereglers die Aufnahme erfolgt. Die Anschaltung des Magnettongerätes erfolgt,



wie in unserer Schaltskizze eingezeichnet. Wir benötigen zusätzlich lediglich zwei Widerstände (1 MOhm und 5 kOhm) und einen 50-pF-Kondensator.

Etwas über Bandleitungen

(Ant, Werk) Von der Firma Kathrein, Rosenheim, erhielten wir folgendes Merkblatt über Bandleitungen:

Bandleitung mit transparenter Lupolenisolation wird im allgemeinen weit häufiger verwendet als Bandleitung mit schwarzer Isolation. Bei einer im Freien verlegten weißen Bandleitung tritt mitunter nach einer gewissen Zeit eine Verfärbung der Oberfläche der eingebetteten Leiter (Litzen) auf, und zum Teil ist auch ein Brüchigwerden der Isolation zu beobachten. Eine eingehende Untersuchung der dafür maßgeblichen Ursachen ergab folgendes:

1. Der Isolierstoff Rein-Lupolen (Polysethylen), wie er für die Kathrein-Bandleitung D 520 verwendet wird, kann keinerlei chemische Beeinflußung auf die Litzenleiter hervorrufen und verursacht die Verfärbung der Leiter nicht.

2. Transparentes Lupolen ist nicht ganz wetterbeständig. Sonnenbestrahlung fördert das Hindurch-Diffundieren von Gasen, die ihrerseits die Litzenleiter angreifen können. Zu einer Schwärzung von versilberten Litzenleitern — einer Photo-Oxydation — kommt es durch das Zusammenwirken von starker Belichtung mit durch die Isolation eindringendem Sauerstoff. Das ist ein ähnlicher Vorgang, wie er auf einer photographischen Platte oder einem Film stattfindet. Längere Sonneneinwirkung führt zur Bildung und Erweiterung von Haarrissen in der Isolation und im Laufe der Zeit zu ihrem Brüchigwerden. Diese Risse ermöglichen ein weiteres Eindringen von Rauchgasen und Feuchtigkeit bis zu den Innenleitern und fördern so deren Korrosion.

3. Auch die Lagerung von Bandleitung in der Nähe von Gummi, anderen schwefel- oder teerhaltigen Produkten, oder der Zutritt von Abgasen kann bereits zu einer Verfärbung der Litzenversilberung führen.

Schwarzes Lupolen ist dagegen infolge seiner Lichtundurchlässigkeit widerstandsfähig gegen ultraviolette Strahlen und daher bedeutend witterungsbeständiger. Bandleitung mit schwarzer Lupolen-Isolation ist somit für Außenverlegung viel besser geeignet als eine solche mit transparenter Isolation.

Im Hinblick darauf sollte bei außen verlegten Niederführungen stets Bandleitung mit **schwarzer** Lupolen-Isolation (Kathrein D 520 WF) verwendet werden, während weiße Bandleitung (Kathrein D 520) nur für Innenverlegung gebraucht werden soll.

Eine Ersatzleistung für Schäden, die an Bandleitungen auftreten, die unzweckmäßig verlegt waren, kann nicht übernommen werden.

E. BLASBERG und A. de GROOT:

METALLMELDEGERÄTE

Elt

(MT, Elt, Prax) Bei der Erzeugung oder der Verarbeitung nichtmetallischer Stoffe kommt es ziemlich regelmäßig vor, daß Metallteile in das bearbeitete oder noch zu bearbeitende Material gelangen. In vielen Fällen kann dies für die Qualität des Produktes und damit für den Ruf, den es genießt, verhängnisvoll sein, und außerdem wird manchmal durch diese Metallteile auch großer Schaden an den Bearbeitungsmaschinen hervorgerufen. Es ist oft sehr schwer oder sogar unmöglich, die unerwünschten Metallteile rechtzeitig zu bemerken und zu entfernen, da sie häufig auch unter der Oberfläche des nichtmetallischen Materials liegen; außerdem erfordert die genaue Beobachtung eine nie ablassende Aufmerksamkeit der Bedienungspersonen.

Das Streben, den menschlichen Faktor auszuschalten und auch für Fälle zu sorgen, in denen eine visuelle Prüfung gänzlich versagen muß, hat zur Entwicklung von Spezialgeräten (Metallmeldegeräten) geführt, an denen man das zu untersuchende Material entlangführt und die beim Vorbeiziehen eines Metallgegenstandes ein Warnsignal geben[1]). Erwünschtenfalls kann auch die Bearbeitungsmaschine automatisch zum Stillstand gebracht werden, oder auch der Teil des Produktes, der den gemeldeten Metallteil enthält, entfernt werden.

Viele Metallmeldegeräte haben nur die Aufgabe, das Vorhandensein ziemlich großer Metallgegenstände, wie Nägel oder Kugeln in Baumstämmen, die man zu Planken sägen will, oder von Werkzeugen, die zwischen Kohlen geraten sind, welche einer Brechmaschine zugeführt werden, anzukündigen. In anderen Fällen jedoch ist es erwünscht, äußerst kleine Metallteilchen melden zu können. Ein diesbezügliches Beispiel findet man in der Schallplattenindustrie, wo ein winziges Metallteilchen in der plastischen Preßmasse manchmal eine ganze Matrize unbrauchbar macht. Auch bei der Fertigung von Textilgeweben kann ein kleines Metallteilchen, z. B. eine Stecknadel oder eine Heftklammer, sehr oft großen Schaden an Maschinen und an den in Bearbeitung befindlichen Stoffen anrichten.

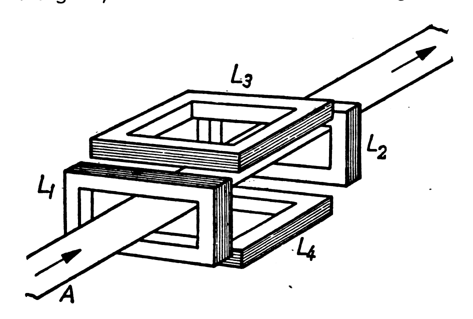


Abb. 1: Schematische Darstellung des Aufbaues des Spulensystemes eines Metallmeldegerätes für voluminöse Materialien. Auf dem Förderband A liegen die zu kontrollierenden Stoffe. L_1 und L_2 Generatorspulen; L_3 und L_4 Suchspulen.

Im nachstehenden geben wir eine Beschreibung zweier Apparate, die speziell zur Untersuchung nichtmetallischer Stoffe auf die Anwesenheit kleiner Metallteilchen entwickelt worden sind. Der erste Apparat ist zur Kontrolle „voluminöser" Produkte, wie Materialien in Ballen, auf Transportbändern, verpackte Lebensmittel u. dgl., bestimmt. Das zweite zu beschreibende Gerät ist zum Aufspüren von Eisenteilchen in „bahnförmigem" Material, wie Papier und Textilgeweben, konstruiert.

Metallmeldegerät für voluminöse Materialien.

Beschreibung des Gerätes.

Das Prinzip dieses Apparates wollen wir an Hand von Abb. 1 erklären. Die zu untersuchenden Materialien befinden sich auf dem Förderband A und werden, auf diesem ruhend, durch ein System von vier Spulen, die mit L_1, L_2, L_3 und L_4 bezeichnet sind, hindurchbewegt. Die sogenannten Generatorspulen, L_1 und L_2, sind mit derselben Wickelrichtung in Reihe geschaltet. Durch diese Spulen wird ein Wechselstrom mit einer Frequenz von 1400 Hz geführt. In Abb. 2, in der ein Querschnitt durch das Spulensystem wiedergegeben ist, sind schematisch einige Kraftlinien des magnetischen Feldes gezeichnet, das in diesen Spulen und um sie entsteht. Wie aus dieser Abbildung hervorgeht, umfassen die Spulen L_3 und L_4, die sogenannten Suchspulen, Kraftlinien sowohl von L_1 als auch von L_2, und zwar durchlaufen die Kraftlinien diese Spulen in entgegengesetzten Richtungen. Wenn die Anordnung völlig symmetrisch ist, wird weder in L_3 noch in L_4 eine Wechselspannung induziert.

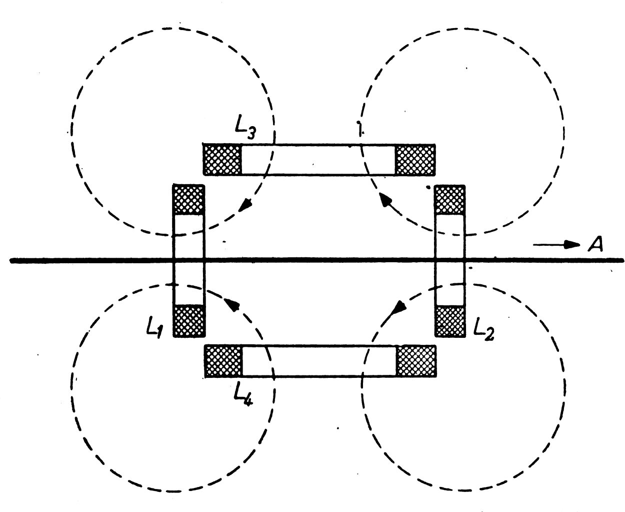


Abb. 2: Querschnitt durch ein Spulensystem nach Abb. 1. Die gestrichelten Linien geben schematisch einige magnetische Kraftlinien wieder.

Befindet sich nun in dem zu kontrollierenden Material, das von dem Förderband A herangeführt wird, ein Metallteilchen und bewegt sich dieses gerade durch Spule L_1, so erfährt der Kraftlinienverlauf dieser Spule eine Änderung. Hierdurch ist die Kompensation der durch L_1 und L_2 in L_3 und L_4 induzierten Spannungen nun nicht mehr vorhanden. In den beiden letztgenannten Spulen entsteht somit eine Wechselspannung. Da L_3 und L_4 mit entgegengesetzter Wickelrichtung in Reihe geschaltet und an einen Verstärker angeschlossen sind, wird nun diesem Verstärker eine Wechselspannung zugeführt. Die verstärkte Spannung kann nach Gleichrichtung mittels eines Relais eine Warnvorrichtung in Betrieb setzen, einen Motor ausschalten usw.

Als Generator wird ein sogenannter RC-Oszillator benutzt, weil mit diesem in einfacherer Weise eine stabile Frequenz und eine konstante Ausgangsspannung zu erzielen sind als mit einem Oszillator, der einen LC-Kreis enthält. Der Oszillator ist mit Hilfe einer Phasenumkehrröhre mit

MT

Prax

[1]) Siehe z. B.: G. S. Elphick, A. R. Woods und S. Y. Logan, Metal Detection in Industry, Symposium on Electronics, Chapman and Hall, 124-138, 1949. — C. R. Schafer, Industrial Metal Detector Design, Electronics, **24,** 86-91, Nov. 1951. — M. Grobtuch und D. J. Williams, Pulp-Log Metal Detector, Electronics, **25,** 124-126, Juli 1952. — W. Zandra, Ein neues Metallmeldegerät, Elektrotechn. Z. **73,** 487-489, 1952.

einem Gegentaktverstärker gekoppelt. Das Schaltbild dieses Teiles des Apparates ist in Abb. 3 dargestellt. Der eigentliche Oszillator besteht aus den Röhren T_1 und T_2. Die positive Rückkopplung erfolgt über das Netzwerk R_1-C_1-R_2-C_2, und über R_3 und R_4 ist eine Gegenkopplung angebracht. Soll diese Schaltung schwingen, so muß die Anodenwechselspannung von T_2 in Phase sein mit der Gitterwechselspannung von T_1. Wie man leicht berechnet, ist dies bei einer Kreisfrequenz ω der Fall, die gegeben ist durch:

Abb. 3: Prinzipschaltbild des Generatorteiles eines Metallmeldegerätes. Die Röhren T_1 und T_2 bilden einen sogenannten RC-Oszillator. T_3 ist eine Verstärker- und Phasenumkehrröhre, T_4 und T_5 sind die beiden Endröhren, K_1 ist das Kabel, das den Apparat mit den Generatorspulen L_1 und L_2 verbindet.

$$\omega^2 = \frac{1}{R_1R_2C_1C_2} \qquad (1)$$

Werden, wie dies bei RC-Oszillatoren meistens der Fall ist, R_1 gleich R_2 und C_1 gleich C_2 gewählt, so ist folglich:

$$\omega = \frac{1}{R_1C_1} = \frac{1}{R_2C_2} \qquad (2)$$

Das Verhältnis der Anoodenwechselspannung von T_2 zur Gitterwechselspannung von T_1 ist hierbei 3. Hieraus folgt, daß die von den beiden Röhren gelieferte Verstärkung nur eine dreifache zu sein braucht, um ein Schwingen zu ermöglichen. Ohne die hier oben bereits erwähnte Gegenkopplung (R_3-R_4) ist die Verstärkung viel größer; sie stellt sich jedoch automatisch auf den Wert 3 ein, weil für R_3 ein Widerstand mit einem großen negativen Temperaturkoeffizienten (sog. NTC-Widerstand) verwendet worden ist. Wenn durch einen solchen Widerstand ein Strom fließt und der Widerstand also warm wird, nimmt der Widerstandswert ab. In der hier angewandten Schaltung wird also der Gegenkopplungsfaktor größer werden, wenn die Spannung an R_3 ansteigt. Letzteres ist der Fall, solange die Verstärkung, die von T_1 und T_2 geliefert wird (unter Berücksichtigung der Gegenkopplung), größer ist als 3.

Wenn die Verstärkung ohne Gegenkopplung sehr groß ist, also sehr stark gegengekoppelt wird, erfolgt über den Widerständen R_3 und R_4 eine Spannungsteilung in einem Teilverhältnis, das beinahe gleich dem Teilverhältnis des Spannungsteilers R_1-C_1-R_2-C_2 ist, welches Verhältnis, wie wir im obigen bereits erwähnten, 3 beträgt. Die Ausgangsspannung des RC-Oszillators wird also so groß werden, daß R_3 ungefähr den Wert $2R_4$ erreicht[2]).

Die von dem RC-Oszillator gelieferte Spannung wird über den Kondensator C_3 und den Stärkeregler R_5 dem Gitter der Röhre T_3 zugeführt. Von der Anode und der Kathode dieser Röhre werden zwei Spannungen in Gegenphase erhalten, die an die Gitter der beiden in Gegentakt geschalteten Pentoden T_4 und T_5 gelegt werden. Die Anodenkreise dieser Röhren sind über den Transformator Tr mit dem Kabel K_1 gekoppelt, welches das Gerät mit den beiden Generatorspulen L_1 und L_2 verbindet. Diese Spulen bilden mit dem Kondensator C_4 einen Schwingungskreis, der auf eine Frequenz von 1400 Hz abgestimmt ist. Da es praktisch unmöglich ist, die Spulen vollkommen gleich zu machen, sind parallel zu einer der Spulen ein veränderbarer Widerstand

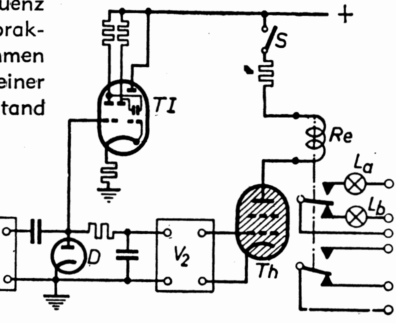


Abb. 4: Prinzipschaltbild des Verstärker- und Gleichrichterteiles eines Metallmeldegerätes. V_1 ist ein Verstärker mit vier Stufen, womit Spannungen mit der Generatorfrequenz von 1400 Hz verstärkt werden. Die durch die Diode D gleichgerichtete Spannung wird in einem Zweistufenverstärker V_2 verstärkt und zugleich dem Abstimmanzeiger TI zugeführt. In den Anodenkreis des Thyratrons Th ist ein Relais Re aufgenommen. S ist ein Schalter zum Löschen des Thyratrons. La und Lb sind Signallämpchen.

R_6 und ein veränderbarer Kondensator C_5 geschaltet. Mit ihrer Hilfe ist es möglich, die Ströme in den beiden Spulen so einzustellen, daß die Summe der in den Suchspulen L_3 und L_4 (siehe Abb. 1 und 2) induzierten Spannungen gerade Null ist.

Abb. 4 zeigt das vereinfachte Schaltbild des Verstärker- und Gleichrichterteiles, denen die in den Suchspulen L_3 und L_4 induzierte Spannung über das Kabel K_2 zugeführt wird. Dieser Geräteteil enthält einen Verstärker V_1 mit vier Stufen, in denen die in L_3 und L_4 induzierte Wechselspannung verstärkt wird. Obwohl diesem Teil nur eine Spannung mit einer einzigen festen Frequenz zugeführt wird, ist es doch notwendig, diesem Verstärker eine gewisse Trennschärfe zu geben. Dies ist vor allem darum so wünschenswert, weil der Einfluß des Geräusches, das in den ersten Verstärkerstufen steht, herabgesetzt werden muß. Außerdem ist es unerwünscht, Harmonische von Spannungen mit der Oszillatorfrequenz zu verstärken, und zwar aus folgenden Gründen: Der von den Endröhren des Generator-Teiles den Spulen L_1 und L_2 zugeführte Wechselstrom ist nicht rein sinusförmig. Das „Gleichgewicht", bei dem die Summe der in L_3 und L_4 induzierten Spannungen Null ist, läßt sich jedoch nicht gleichzeitig für eine Spannung mit der Grundfrequenz und für Harmonische derselben einstellen. Wenn also (bei Nichtvorhandensein eines Metallteilchens) in $L_3 + L_4$ keine Spannung mit der Grundfrequenz induziert wird, so wird trotzdem dem Verstärkerteil eine Spannung zugeführt, die aus Komponenten mit höheren Frequenzen besteht. Hierdurch kann die Einstellung des Gerätes ernstlich erschwert werden. Aus diesem Grunde ist der Geräteteil V_1 als selektiver Verstärker ausgeführt, zu welchem Zweck zwei Bandfilter eingebaut sind.

Die von dem Verstärker V_1 gelieferte Wechselspannung wird durch die Diode D gleichgerichtet. Wandert ein Metallteilchen an den Spulen L_1 und L_2 vorbei, so erfährt die Spannung, die in L_3 und L_4 induziert wird, eine Änderung, wodurch auch die Gleichspannung, welche die Diode D liefert, sich ändert. Dieser Spannungsstoß wird in dem Zweistufenverstärker V_2 verstärkt. Die von diesem Verstärker gelieferte Spannung wird dem Gitter eines Thyratrons Th zugeführt, und zwar in einer solchen Phase, daß bei einer Zunahme der der Diode D zugeführten Wechselspannung am Gitter von Th ein positiver Spannungsstoß entsteht, wodurch diese Röhre leitend wird.

(Fortsetzung auf Seite 392)

[2]) Der NTC-Widerstand bildet also in dieser Schaltung das begrenzende Element. Wird diese Begrenzungsmethode nicht angewandt, so wird die Ausgangsspannung in der Regel durch das Auftreten von Gitterstrom oder durch Krümmungen der Röhrenkennlinien begrenzt. In diesem Fall ist die Verzerrung der Ausgangsspannung viel größer.

Abb. 1 zeigt den Selbstheilungseffekt. Durch Überspannung fand ein Durchschlag durch den Abstandhalter, also durch die Papierzwischenlage statt. Man sieht deutlich das im Papier ausgebrannte Loch. Ein Vielfaches größer als das ausgebrannte Loch im Papier ist die Fläche des weggeschmolzenen Kathodenbelages. Somit kann die Papierzwischenlage als Abstandhalter ihre Aufgabe nach wie vor erfüllen. (Werkphoto Kapsch.)

ELEKTRONENBLITZELKO

500 EK 500

selbstheilend und kurzschlußfest

DIPL.-ING. OTTO FLÖGL NACH WERKS- UND LABORUNTERLAGEN DER FIRMA KAPSCH & SÖHNE AG., WIEN

(Li) Der Selbstheilungseffekt der MP-Kondensatoren (Metall-Papier) ist ja bekannt und es ist imponierend, daß man quer durch einen solchen Kondensator einen Nagel schlagen kann, ohne daß er dadurch unbrauchbar wird. Nicht weniger imponierend ist es, wenn ein Elko, der beim Experiment überlastet durchschlug und dabei einen ganz netten Sprung am Tisch vollführte, wieder an Spannung gelegt, sich genau so benimmt wie vorher. Doch lassen Sie mich über den Kapsch-Photoblitz-Spezialelektrolytkondensator 500 EK 500 (500 V, 500 μF) berichten.

Da Elektronenblitzgeräte als tragbare Geräte handlich, also leicht und klein sein sollten, ist es naheliegend, als Ladekondensator — dem größten Bauteil im Blitzgerät — einen Elko zu verwenden. Versucht man es mit einem oder einer entsprechend großen Anzahl parallel geschalteter normaler Elkos, so zeigt sich, abgesehen davon, daß bei manchen Typen durch den hohen Entladestrom die Verbindungen zwischen Belägen und Lötfahnen wegschmelzen, eine prinzipielle Schwierigkeit. Mit jedem Blitz verliert der Kondensator an Kapazität. Woher kommt das? Bei der Entladung des Kondensators über die Gasentladungsstrecke fließt kurzzeitig ein sehr hoher Entladestrom von etwa 700 A (siehe Abb. 2). Als Entladestrom ist seine Richtung ja dem die Anode formierenden Strom entgegengesetzt. Somit bildet er nun auf der beim normalen Elko als „Kathode" verwendeten Aluminiumfolie ebenfalls eine Oxydschicht und somit einen neuen Kondensator, der zum ursprünglichen in Serie liegt, und die Gesamtkapazität von zwei in Serien liegenden Kondensatoren ist bekanntlich kleiner als jede der beiden Teilkapazitäten.

Um uns diesen Vorgang noch klarer vor Augen zu führen, seien der Aufbau des Elkos und die Vorgänge in demselben kurz dargelegt. Ein Elko besteht aus zwei Elektroden (streifenförmige Aluminiumfolien), zwischen denen sich saugfähiges, mit Elektrolyt (im wesentlichen eine Mischung von Glykol, Borsäure oder Glyzerin, Borsäure und Ammoniak) getränktes Papier als Abstandhalter befindet. Folien und Abstandhalter, zu einem Wickel zusammengerollt, werden in einem Aluminiumbecher, Hartpapierrohr oder einem ähnlichen Behälter untergebracht. Die eine der beiden Aluminiumfolien, Anode (Pluspol) genannt, wird nun auf elektrochemischem Wege mit einer isolierenden Oxydschicht überzogen. Dieser Vorgang wird Formieren des Kondensators genannt. Die andere Folie, fälschlich, aber üblicherweise „Kathode" genannt, bleibt im allgemeinen — um möglichst kleine Kondensatordimensionen zu erreichen — blank. Die beiden die Kapazität des Kondensators bildenden Flächen sind nun nicht die beiden Alu-Folien, sondern die beiden Begrenzungsflächen der hauchdünnen, das Dielektrikum bildenden isolierenden Oxydschicht. Die eine Kondensatorfläche ist also die unter der Oxydschicht liegende blanke Aluminiumfolie des oxydierten oder formierten Belages. Daher ist die Bezeichnung Anode richtig. Die zweite Fläche des Kondensators ist nun die Berührungsfläche zwischen Oxydschicht und Elektrolyt (siehe Abb. 3). Die Aufgabe der zweiten Metallfolie ist nur die Stromzuleitung zum Elektrolyt. Zur Illustration noch ein paar Zahlen. Die Dicke der Oxydschicht liegt zwischen 10^{-7} bis 10^{-5} cm. Sie hängt von der Höhe der Formierspannung ab, welche ihrerseits durch die Betriebsspannung bedingt wird. Höhere Formierspannungen rufen eine dickere Oxydschichte hervor als niedere Spannungen; daher sind — bei sonst gleichen Bedingungen — die bei niederen Formierspannungen erreichten Kapazitätswerte immer höher als die bei hohen

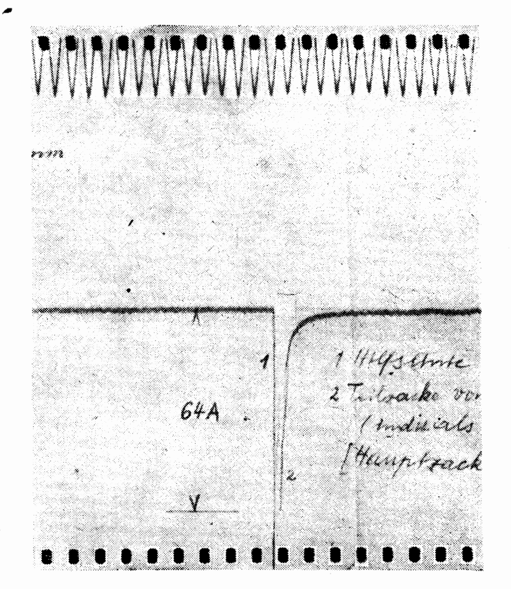


Abb. 2 zeigt die mit einem Schleifenoszillograph aufgenommene Entladestromkurve (od. Blitzstromkurve) eines Kapsch-500-V-500-μF-Kondensators in Abhängigkeit von der Zeit (indirekt als Spannungsabfall bestimmt). Die Zeitlinie ist durch das Mitphotographieren einer 500-Hertz-Schwingung gegeben. 1 mm = 0,9 msec. Stromeichung 10 mm = 24,6 A. Dem raschen Blitzverlauf entsprechend, konnte bei dieser Aufnahme nur der Beginn und das Abklingen der Entladung festgehalten werden. Die sichtbare Teilzacke beträgt 64 A. Die Hauptspitze ergibt sich rechnerisch, unter Berücksichtigung der bekannten Formel Kondensatorladung = Spannung x Kapazität, aus dem Flächenintegral Ladung $= \frac{\text{Strom x Zeit}}{2}$ mit etwa 750 A. Ein im ersten Augenblick überraschend hoher Wert. Überlegt man aber, daß die Blitzröhre, die im gezündeten Zustand einen sehr kleinen Innenwiderstand hat, den mit 500 V geladenen Kondensator praktisch kurzschließt, so ist die hohe Stromstärke verständlich. Beobachtungen mit dem Kathodenstrahl-Oszillograph lieferten für das freie Auge einwandfrei sichtbar die Form der Entladungskurve und die Einsatzstromspitze mit 700 A. Eichung mit Gleich- und Wechselspannung wurde durchgeführt und die Linearität überprüft. (Werkphoto Kapsch.)

Formierspannungen erzielten Werte. Abb. 4 zeigt den Zusammenhang. Doch nun noch einmal zurück zur Bildung des zweiten Kondensators durch den hohen Entladestromstoß. Wie in Abb. 3 schon gezeigt wurde, befindet sich der eigentliche Kondensator zwischen Anode und der benetzenden Elektrolytschichte. Bei der Entladung fließt der Strom in umgekehrter Richtung durch den Elko, wobei auf der Kathodenfolie eine kapazitätsbildende Oxydschichte entsteht. In Abb. 3 auf der linken Seite. Von den Anschlüssen des Kondensators her betrachtet, liegt diese neue Kapazität in Serie zur ursprünglichen und verkleinert diese scheinbar.

Der Weg, der bei der Entwicklung eines schaltfesten Spezial-Elkos für die modernen Photoblitzgeräte nun gegangen werden konnte, war damit vorgezeichnet. Es mußte statt der Alu-Kathode ein anderes Metall oder eine andere Metall-Legierung gefunden werden, die nicht formierbar ist. Daß es gelang, zeigten die Dauerprüfungen im Laboratorium und die praktische Bewährung in Photoblitzgeräten. Um die Kontaktsicherheit der Anschlüsse im Kondensator zu erproben, wurden bei den Prüfungen Aufladeströme bis 1 A und Entladeströme mit Spitzen innerhalb von $5{,}10^{-4}$ sec bis 1000 A und darüber angewendet. Es ergab sich bei den bis zu 60 000 Schaltungen durchgeführten Versuchen keine Verminderung der Kapazität und keine sonstige Verschlechterung der elektrischen Werte. Es konnte im Gegenteil bis zu den ersten 20 000 Schaltungen sogar ein geringfügiger Kapazitätsanstieg von 2 bis 4 % festgestellt werden. Bei weiterer Beschaltung fand keine Kapazitätsänderung mehr statt. Außerdem wurde bei der Entwicklung der speziellen Kathodenfolie eine zweite sehr erwünschte Eigenschaft, der Selbstheilungseffekt, erreicht. Durch ihre geringe Dicke und durch andere metallurgische Eigenschaften ist die Folie befähigt, einen durch Überspannung möglichen elektrischen Durchschlag zwischen Anoden- und Kathodenfolie unschädlich zu machen. Der Durchschlag zwischen den beiden Folien erfolgt durch das dazwischen liegende elektrolytgetränkte Papier. Durch die dabei auftretende, örtlich begrenzte Erhitzung wird das feuchte Papier lochförmig durchgebrannt, während die darunter liegende Kathodenfolie auf eine um ein Vielfaches dieses Loches größere Fläche wegschmilzt, wodurch das Papier seine Funktion als Abstandhalter beibehält. Abb. 1 und das Titelbild illustrieren das. Der dadurch hervorgerufene Reststromanstieg wird durch Anlegen der Betriebsspannung rasch rückgängig gemacht. Manchmal tritt jedoch eine Erscheinung auf, die zu einem neuen Durchschlag führt. Die Kathodenfolie brennt nicht mit einem glatten Rand aus, sondern der Rand hat Zacken und Spitzen, die ebenso wie die kleinen zusammengeschmolzenen Metallkügelchen einen neuen Überschlag hervorrufen können. Im Grunde genommen, ist die Sache ja nun gar nicht so schlimm. Der Kondensator hat halt dann zwei oder drei „interne" Löcher. Der Verlust an wirksamer Fläche ist, gemessen an der Fläche des gesamten Belages, so gering, daß man praktisch überhaupt keinen Kapazitätsverlust hat. Interessehalber sei bemerkt, daß man so einen Fall auch bewußt ausheilen kann. Dazu legt man den Kondensator über ein Milliamperemeter und einen Schutzwiderstand, der bei unprogrammäßigem Überschlag ein Defektwerden des Instrumentes verhindert, an eine regelbare Gleichspannung. Diese wird nun langsam so gesteigert, daß der Reststrom 20 bis 30 mA nicht übersteigt. Wird die Anzeige unruhig und ist ein leises Knistern im Kondensator zu hören, so ist dies ein Zeichen, daß vorhandene Spitzen wegbrennen. In diesem Moment steigert man vorübergehend die Spannung rasch um ein paar Stufen und brennt damit die Spitzen aus. Dann wird langsam weiter gesteigert. Nach Erreichen einer Spannung von etwa 470 V (bei einem 500/550-V-Kondensator) soll die Steigerung sehr langsam erfolgen, um dem Kondensator Zeit zum Formieren zu lassen. Ein Überschreiten der Betriebsspannung von 500 V (außer zum bewußten Ausheilen) bis zur Spitzenspannung (550 V) ist nicht mehr ratsam. Sie darf ja auch beim fabriksneuen Kondensator nach den Normen nicht länger als eine Minute dauern. Nach längerer Betriebsnahme verbessert sich der Kondensator weiter, der Reststrom wird kleiner. Wir haben jetzt schon mehrmals den Begriff Reststrom gebraucht, ohne ihn näher erläutert zu haben, und wollen das jetzt nachholen und dabei ein speziell für das Elektronenblitzen interessantes Kapitel anschneiden.

Unter Reststrom versteht man den kleinen Gleichstrom, der nach erfolgter Aufladung des Kondensators noch weiter fließt und die elektrische Abscheidung einer geringen Sauerstoffmenge bewirkt, die für die Aufrechterhaltung der Sperrwirkung der Oxydschicht notwendig ist. Sein Wert ist jedoch nicht gleichbleibend. Legt man einen Kondensator an Spannung, so nimmt der Reststrom innerhalb weniger Minuten nach der in Abb. 5 gezeichneten Kurve ab. Darüber hinaus zeigen Elkos das charakteristische Verhalten, daß bei spannungsloser Lagerung im Laufe der Zeit ihr Reststrom ansteigt, die Nachformierzeiten zunehmen und die Stromabfallkurven ebenfalls flacher werden. Auch diese Kurven sind in der Abb. 5 gezeigt. Nach den allgemein geltenden Normen darf der Reststrom eines Kondensators bei 20 Grad Celsius, nachdem dieser eine Minute an Nennspannung gelegen ist, noch einen Wert von [illegible] μA haben. Für den Photoblitz-Elko 500 V, 500 μF ergäbe sich also ein zulässiger Reststrom von 125 mA. Dieser Wert wird jedoch in Wirklichkeit weit unterschritten und sinkt bis auf ein Hundertstel des oben angegebenen Wertes ab. Die Größe des zu erwar-

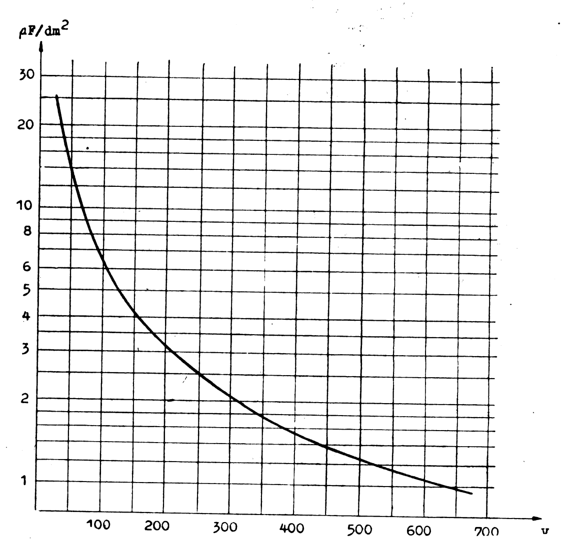


Abb. 4 zeigt den Zusammenhang zwischen der Formierspannung und dem je 1 dm² aktiver Anodenfläche bei glatter Folie erzielbaren Kapazitätswert in μF. Daraus ist ohne weiteres zu verstehen, daß Elektrolytkondensatoren gleicher Kapazitätswerte für hohe Spannungen weit größere Abmessungen aufweisen müssen als solche für kleine Betriebsspannungen. Durch Aufrauhung kann man diese Werte auf das 6- bis 8fache erhöhen. Auch Vergrößerungen bis auf das 12fache der geometrischen Oberfläche sind durch Ätzung schon erreicht worden. (Nach Unterlagen der Firma Kapsch & Söhne, Wien.)

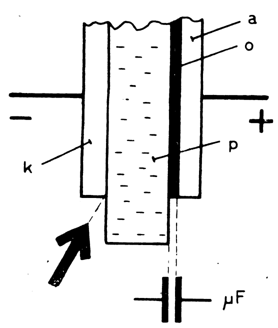


Abb. 3 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Elkos. Es bedeuten: a die Anode, Aluminiumfolie leitend, o die Oxydschicht, nichtleitend. Letztere ist das Dielektrikum des Kondensators. Ihre Begrenzungsflächen bilden — wie durch das darunter gezeichnete Kondensatorsymbol hervorgehoben — die wirksamen Kondensatorflächen. p ist die mit dem Elektrolyt getränkte Papierzwischenlage, die als Abstandhalter fungiert. Sie ist ebenfalls leitend. k ist der Stromzuführungsbelag zum Elektrolyten, üblich aber fälschlich Kathode genannt. Ist die Kathode ebenfalls aus Aluminium, so bildet sich bei den hohen Entladestößen an ihr (durch den Pfeil hervorgehoben) ebenfalls eine Oxydschicht, d. h. ebenfalls ein Kondensator aus, der zu dem ursprünglichen in Serie liegt und scheinbar die Kapazität des Kondensators verkleinert.

tenden Reststromes hängt von der Art der vorausgegangenen Spannungsbehandlung ab. Im Dauerbetrieb bei voller Nennspannung liegen die Reststromwerte, je nach den individuellen Verschiedenheiten des Elkos, zwischen 0,5 bis 2 mA. Nach zwei- oder mehrstündiger Behandlung mit nachfolgender Lagerung bis zu einer Woche liegt der Reststrom nach einer Minute unter 10 mA und nähert sich rasch den Werten, die sich bei Dauerbetrieb einstellen. Bei Unterbrechung von mehreren Monaten wurde ein Reststrom bis 35 mA beobachtet, der innerhalb von fünf Sekunden unter 10 mA absank.

Welche Bedeutung hat nun der Verlauf der Reststromkurve bei elektrischen Blitzgeräten? Bei der Beantwortung dieser Frage müssen wir von vornherein zwischen Geräten mit einem Netzbetrieb und solchen mit Batteriebetrieb unterscheiden. Bei den ersteren ist die zur Aufladung zur Verfügung stehende Spannung meist steif genug, um den Kondensator auch bei größerem Reststrom nach längerer Lagerung rasch aufzuladen. Dem Reststrom kommt also keine besondere Bedeutung zu.

Anders ist es bei Akku- und vor allem bei Batteriebetrieb. Wegen der Handlichkeit wird bei der Dimensionierung des Netzteiles auf gewichtsarme Bauweise besonders Bedacht genommen. Deshalb sind auch die Spannungsquellen meist sehr leistungsschwach und die Maximalströme im Aufladekreis des Photoblitzelkos bleiben unter 100 mA. Diese stehen im ersten Augenblick zur Aufladung des Kondensators gar nicht

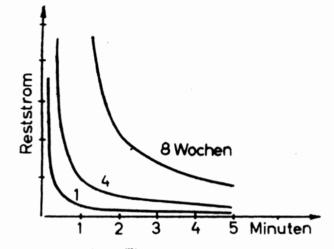


Abb. 5 zeigt den Abfall des Reststromes des Elkos 500 EK 500 nach verschiedenen Lagerzeiten. Ein möglichst steiler Abfall der Kurve ist anzustreben. (Nach Laboratoriumsmessungen der Firma Kapsch.)

zur Verfügung, da der größere Teil als Reststrom verloren geht. Dadurch steigt auch in den ersten Sekunden die Spannung sehr langsam an, wodurch außerdem der Nachformierungsprozeß nicht voll einsetzen kann und der Reststrom wiederum langsamer absinkt als bei einer steifen Spannung. Für die Einsatzbereitschaft beim Einschalten des Photoblitzgerätes spielt also die durch die vorausgegangene Lagerzeit bedingte Größe des Reststromes am Elko eine wichtige Rolle. Es ergibt sich daraus die Forderung nach Photoblitzelkos mit steil abfallender Reststromkurve, um die Verzögerung des Spannungsanstieges möglichst kurz zu halten. Daher wird beim Kapsch-Elko 500 EK 500 als Anodenmaterial Reinst-Aluminium (Reinheitsgrad 99,99 %) verwendet, um eine

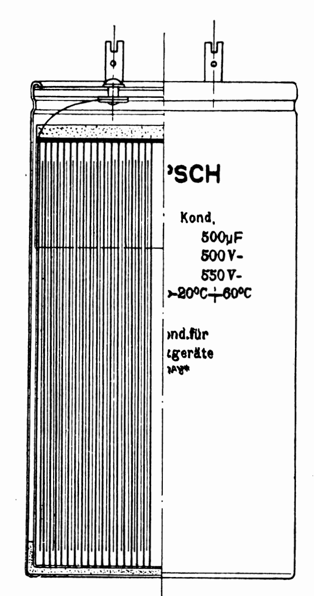


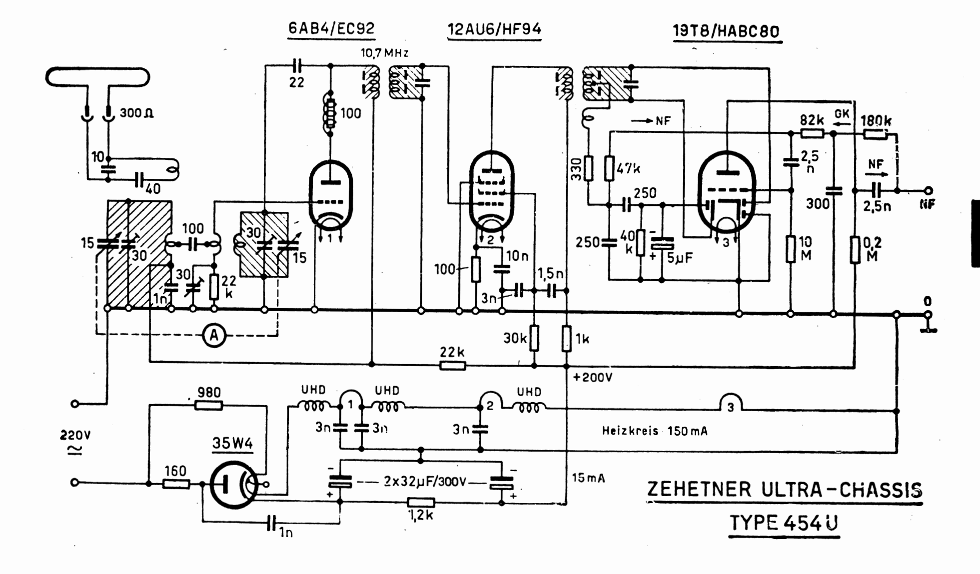
Abb. 6: Der Kapsch-Elko 500 EK 500 im Schnitt.

bessere Ventilwirkung durch die Oxydschicht zu erreichen. Aus Versuchen an einem Gerät aus der Praxis (Aufladestrom 75 mA maximal, Aufladekreis-Widerstand 8 kOhm) konnte festgestellt werden, daß bei Restströmen unter 12 mA die Aufladegeschwindigkeit (somit also die Blitzbereitschaft) nur mehr von der Zeitkonstante des Aufladegerätes (T = 5 sec) abhängt. Das heißt, eine weitere Reststromverbesserung durch Nachformierung brachte keine Verkürzung der Aufladezeit. Bei Geräten mit umschaltbarem Netz-Batterie-Betrieb empfiehlt es sich, nach längerer Lagerung (einige Monate) zur Schonung der Batterie eine Nachformierung am Netz durchzuführen (15 bis 30 Minuten). Rascher kann das Nachformieren durch Abgabe von 10 bis 20 Blindblitzen erreicht werden, da die Stoßformierung beim Aufladevorgang eine genügende Verkleinerung des Reststromes schneller bewirkt als die ungestörte Gleichspannung.

Wie bei jedem Kondensator, so treten auch beim Photoblitz-Kondensator Verluste auf, die durch die am ohmschen Verlustwiderstand R_V verbrauchte Arbeit $I^2 \cdot R_V$ eine Verminderung der Lichtausbeute verursachen. (Verlustfaktor $\mathrm{tg}\,\delta = R_V \cdot \omega C$.) Das Beispiel des 500-$\mu$F-Kondensators zeigt, daß bei $\mathrm{tg}\,\delta = 5\,\%$ der Verlustwiderstand $R_V = 0{,}3$ Ohm, bei $\mathrm{tg}\,\delta = 20\,\%$ bereits $R_V = 1{,}3$ Ohm beträgt. Bei den Kapsch-Photoblitz-Kondensatoren liegen die Verlustwinkel selbst bei den hohen Kapazitäten (bis 1000 μF) alle unter 10 %.

Die bei den kleinen Verlustwinkeln erträgliche Lichtausbeuteverminderung kann in Kauf genommen werden, da durch die Kondensatorverluste immerhin im Augenblick des Blitzens die Einsatzstromspitze abgeflacht wird und eine Verlängerung der Entladezeit auftritt, die zu einer besseren Gradation der Negative führen kann.

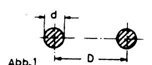
SO SCHALTET DIE INDUSTRIE!



ING. WALTER MECHOLD

HF-Leitungen *als Transformatoren*

(Elt) Die Technik der ultrakurzen Wellen bringt im Prinzip dieselben Probleme wie jene längerer Wellen, neu ist dabei stets nur die Art der Lösung. Während z. B. das Anpassungsproblem bis in den Bereich der Kurzwellen durch Transformatoren gelöst wird, welche ausgeprägte Wicklungen besitzen, sind im Gebiet der Ultrakurzwellen, also bei Wellenlängen unter 10 m, diese Transformatoren durch einfache Doppelleitungen ersetzbar. Neben dem Vorteil des

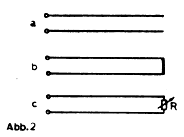


einfachen Aufbaues sind solche Doppelleitungen auch in puncto Dimensionierung wesentlich übersichtlicher. In den Bereichen längerer Wellen verbieten die großen Abmessungen der erforderlichen Leitungen ihre Anwendung.

Wenn im folgenden von einer Doppelleitung gesprochen wird, so ist darunter eine Leitung aus zwei parallel laufenden kreisrunden Leitern zu verstehen, die einen Achsabstand D und einen Leiterdurchmesser d haben (Abb. 1). Die wichtigste Kenngröße einer solchen Leitung ist ihr

Wellenwiderstand.

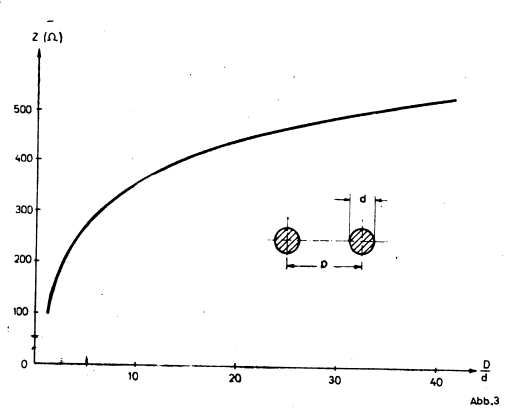
Zur Klarstellung dieses Begriffes betrachten wir zunächst eine Doppelleitung nach Abb. 2a, welche an einer Seite gespeist wird und am anderen Ende offen ist. Eine am Eingang angelegte Gleichspannung wird sodann als Spannungsfront in die Leitung hineinlaufen und das Ende der Leitung erreichen. Infolge der nun eintretenden Stauung steigt die Spannung hier auf den doppelten Wert und läuft so zum Eingang zurück. Es hat also eine Reflexion stattgefunden, bei welcher sich die zurücklaufende Spannung zur hinlaufenden addierte. Wenn dasselbe Experiment an der am Ende kurzgeschlos-



senen Leitung nach Abb. 2b durchgeführt wird, so läuft die Spannungsfront zunächst auch bis zum Leitungsende, bricht dort aber zufolge des Kurzschlusses zusammen. Und nun breitet sich sozusagen dieser Kurzschluß vom Leitungsende gegen den Leitungsanfang hin aus, so daß der Vorgang auch als Reflexion zu werten ist, allerdings mit negativem Vorzeichen, weil die in der Leitung vorhandene Spannung ausgelöscht und nicht verdoppelt wird wie im ersten Fall.

Es ist nun durchaus denkbar, daß es nach Abb. 2c gelingt, den Widerstand am Leitungsende so einzustellen, daß keinerlei Reflexion eintritt und die Leitung in einen sogenannten stationären Zustand kommt. Der jetzt eingestellte Widerstandswert ist so groß wie der Wellenwiderstand der Leitung.

Unter Umgehung der mathematischen Beweisführung sei nun festgestellt, daß die Größe dieses Widerstandes nur von dem Verhältnis L/C der Leitung abhängig ist



und mit der Leitungslänge nichts zu tun hat, wie auch aus dem besprochenen Gedankenexperiment klar hervorgeht. Es gilt die Beziehung $Z = \sqrt{L/C}$

Z . . . Wellenwiderstand in Ohm,

L . . . Induktivität eines beliebigen Leitungsstückes in Henry,

C . . . Kapazität desselben Leitungsstückes in Farad.

Da die Größen von L und C vom Leiterabstand und vom Durchmesser der Leiter abhängig sind, errechnet sich der Wellenwiderstand auch direkt aus diesen Größen zu

$$Z = 120 \cdot \ln (2D/d)$$

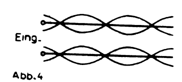
D . . . Achsabstand der Leiter

d . . . Leiterdurchmesser (beide Größen sind in derselben Maßeinheit, also z. B. in cm, einzusetzen)

wenn die Leitung in Luft verläuft. In Abbildung 3 ist diese Formel für D/d-Verhältnisse zwischen 4 und 40 ausgewertet. Wegen Änderung der Feldverhältnisse zwischen den Leitern wird die Formel bei Verhältnissen D/d unter 5 ungenau, die Kurve ist deshalb entsprechend korrigiert.

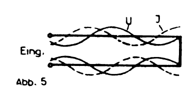
Stehende Wellen.

Betrachtet man nun eine Doppelleitung nach den Abb. 2a, b und c, wenn am Eingang eine Wechselspannung zugeführt wird, so ergeben sich in den Fällen a und b durch die Reflexion zwei in der Leitung gegeneinanderlaufende Wellenzüge, die sich in jedem Falle zeitweise gegenseitig aufheben und zeitweise addieren, so daß die Lei-

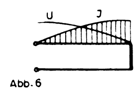


tung für Augenblicke vollkommen spannungslos wird und dann wieder die Summe der beiden Spannungen entsteht.

Dieser Vorgang hat zur Folge, daß es längs der Leitung Stellen gibt, an denen immer wieder die Spannungshöchstwerte zusammentreffen, und solche, an denen sich die Spannungen gegenseitig immer gerade auslöschen. Zeichnet man den Verlauf der Summenspannung längs der Leitung für verschiedene Augenblicke ein, so ergibt sich z. B. ein Bild nach Abb. 4, wenn die Leitung am Ende offen ist. Jene Stellen, an denen niemals eine Spannung vorhanden ist,



nennt man Spannungsknoten, die ganze Wellenbewegung eine stehende Welle. Diesen Spannungsverlauf kann man übrigens ohne Schwierigkeit mit einem Diodenvoltmeter verfolgen. Bei am Ende kurzgeschlossener Leitung liegt am Endpunkt ein Spannungsknoten, weil hier die reflektierte Spannung die ankommende immer auslöscht



(Kurzschlußpunkt). Die Abstände zwischen zwei Knotenpunkten sind immer gleich der halben Wellenlänge.

Die Ladungsbewegungen in einer solchen Leitung, längs welcher sich eine Stehwelle ausgebildet hat, erfolgen so, daß die Ladungen immer, von den Knotenpunkten kom-

mend, zur Stelle eines Spannungshöchstwertes (Spannungsbauches) zusammenströmen, um dann wieder über die Knotenpunkte zu den benachbarten Spannungsbäuchen zu strömen. An den Stellen der Spannungshöchstwerte fließt daher kein Strom, dort liegen die Stromknoten.

In Abb. 5 ist der Strom- und Spannungsverlauf einer Stehwelle für eine am Ende kurzgeschlossene Leitung gezeichnet. Die Kurven von Spannung und Strom zeigen 90° Phasenverschiebung, was bekanntlich Blindleistung bedeutet. Die Leitung transportiert also keine Energie, diese pendelt bloß in der Leitung hin und her und belastet sie natürlich.

Die λ/4-Leitung.

Wenn man sich nun ein λ/4 langes Stück einer solchen Doppelleitung näher ansieht (Abb. 6), erkennt man, daß bei am Ende kurzgeschlossener Leitung am Leitungseingang ein Spannungsbauch und ein Stromknoten liegen. Nach dem Ohmschen Gesetz ergibt sich somit ein hoher Eingangswiderstand, weil $R = U / J$ ist. Dieser Wert wird bei verlustfreier Leitung (theoretisch) sogar unendlich groß, weil der Strom null wäre. Man erkennt sofort, daß dieses Leitungsstück an seinen Eingangsklemmen einem in Resonanz befindlichen Parallelschwingkreis entspricht.

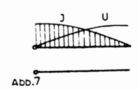


Abb. 7

Die offene λ/4-Leitung hat am Eingang einen Spannungsknoten und einen Strombauch, ihr Eingangswiderstand ist also sehr klein (theoretisch null), sie entspricht somit einem Serienschwingkreis (Abb. 7).

Da die Stehwellen verschwinden, wenn die Leitung mit einem Widerstand abgeschlossen wird, der so groß ist wie ihr Wellenwiderstand, so ist die Stromstärke und die Spannung der Leitung am Ende ebenso groß wie am Ausgang und der Abschlußwiderstand erscheint wieder als Eingangswiderstand (Abbildung 8). Dieser Zustand ist übrigens für längere Energieleitungen anzustreben.

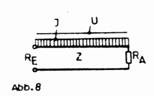


Abb. 8

Faßt man die bisherigen Erkenntnisse zusammen, so ergeben sich vorerst für die λ/4-Leitung folgende drei Fälle:

1. bei $R_A = 0$ (Kurzschluß) wird $R_E = \infty$
2. bei $R_A = Z$ (Anpassg.) wird $R_E = Z = R_A$
3. bei $R_A = \infty$ (Leerlauf) wird $R_E = 0$

Daraus ist nun unschwer einzusehen, daß für dazwischen liegende Fälle der Eingangswiderstand z. B. größer als Z sein wird, wenn der Abschlußwiderstand kleiner als Z ist, und umgekehrt wird der Eingangswiderstand kleiner als Z, wenn der Abschlußwiderstand einen größeren Wert als Z hat. Somit kann man also weiter sagen:

a) bei $R_A < Z$ (Unteranpassung) wird $R_E > Z$

b) bei $R_A > Z$ (Überanpassung) wird $R_E < Z$

Die genaue Formulierung, welche alle Möglichkeiten zugleich erfaßt, besagt, daß

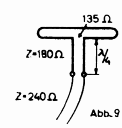


Abb. 9

der Wellenwiderstand Z immer der geometrische Mittelwert zwischen R_A und R_E ist, oder als Formel:

$$Z = \sqrt{R_A \cdot R_E} \quad \text{bzw.} \quad Z^2 = R_A \cdot R_E$$

Diese Zusammenhänge ermöglichen es, z. B. bei einem gegebenen Widerstand R_A jeden gewünschten Wert von R_E zu erreichen, wenn nur Z entsprechend gewählt wird.

Demnach ist es möglich, mit Hilfe einer λ/4-Leitung Widerstände zu transformieren wie mit einem Transformator.

Ein Beispiel.

Als Beispiel sei eine Antenne mit einem Anpassungswiderstand von 135 Ohm an eine Energieleitung mit einem Wellenwiderstand von 240 Ohm anzupassen. (Es handelt sich dabei z. B. um einen Faltdipol mit Reflektor.) Der Wellenwiderstand der λ/4-Transformationsleitung ergibt sich zu

$$Z = \sqrt{240 \cdot 135} = 180 \text{ Ohm}.$$

Zwischen Antenne und Energieleitung ist somit nach Abb. 9 eine λ/4-Leitung mit

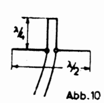


Abb. 10

180 Ohm Wellenwiderstand zu schalten. Die Stehwelle ist dann auf dieses Leitungsstück begrenzt, die nachfolgende Leitung ist angepaßt und daher stehwellenfrei. Für $Z = 180$ Ohm entnimmt man aus Abb. 3 ein D/d-Verhältnis von 2,75, also z. B für $d = 6$ mm einen Achsabstand der Leiter $D = 16{,}5$ mm.

Transformationsleitungen sollen besonders verlustarm ausgeführt sein, damit die infolge der Stehwellen entstehenden Verluste möglichst klein sind.

Weitere Möglichkeiten

für die Anwendung der λ/4-Leitung sind durch ihre Schwingkreiseigenschaften gegeben. Beim Ultrakurzwellenrundfunk und besonders beim Fernsehen ist es bekanntlich notwendig, daß die verwendeten Antennen eine möglichst große Bandbreite besitzen, um das gesamte übertragene Frequenzband zu erfassen. Will man der gewöhnlichen Dipolantenne eine größere Bandbreite verleihen, so muß man dafür sorgen, daß für Frequenzen, welche größer oder kleiner als die eigentliche Resonanzfrequenz sind, die Antenne nachgestimmt wird.

Der λ/2-Dipol ist seiner Arbeitsweise nach ein Serienschwingkreis, der bei tiefen Frequenzen kapazitiven, bei hohen Frequenzen über fo induktiven Charakter hat. Schaltet man ihm an seinen Speisepunkten einen Parallelschwingkreis parallel, der umgekehrt wie der Dipol bei tiefen Frequenzen induktiv, bei hohen kapazitiv wird, so gelingt es, für einen gewissen Bereich den Zustand der Abstimmung aufrecht zu erhalten. Praktisch wird dabei zu diesem Zwecke an den Speisepunkten eine am Ende kurzgeschlossene λ/4-Leitung angeschlossen, die, wie ausgeführt, die Eigenschaften eines Parallelschwingkreises besitzt (Abb. 10).

Der λ/4-Dipol verhält sich so wie ein Parallelschwingkreis, er braucht zur Kompensation daher Serienschwingkreise. Die entsprechende Anordnung der offenen λ/4-Leitungen zeigt untenstehende Abb. 11.

Zuletzt soll noch die Möglichkeit erwähnt werden, mit Hilfe einer veränderlichen λ/4-Leitung fehlangepaßte Leitungen stehwellen-

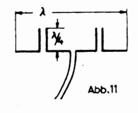


Abb. 11

frei zu machen. Diese Möglichkeit ist darauf begründet, daß der Eingangswiderstand in eine fehlangepaßte Leitung je nach Abstand vom Leitungsende und nach der Art der Fehlanpassung (Über- oder Unteranpassung) zwischen den Knotenpunkten induktiven oder kapazitiven Charakter hat. Setzt man nun (für ohmsche Fehlanpassung!) an einer Stelle, welche vom fehlangepaßten Ende ein ungeradzahliges Vielfaches von λ/8 entfernt ist, nach Abb. 12 eine kurzgeschlossene λ/4-Stichleitung an und verstimmt diese durch Längenveränderung, so liefert sie bei Verkürzung eine induktive, bei Verlängerung eine kapazitive Belastung. Man ist so in

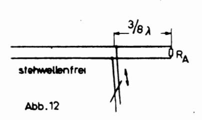


Abb. 12

der Lage, die Fehlanpassung der Leitung, welche sich an dieser Stelle durch eine Blindkomponente zum Ausdruck bringt, zu kompensieren.

Besteht die Fehlanpassung der Leitung nicht nur in einer falschen Größe des Widerstandes R_A, sondern zusätzlich in einer induktiven oder kapazitiven Endlast (verstimmte Antenne!), so muß auch die Leitungslänge zwischen Leitungsende und Stichleitung veränderlich sein. (Das ist die sogenannte Posaune.)

DIE DIELEKTRISCHE HEIZUNG

HOCHFREQUENZ-

(Elt, Phy) Wie schon in Teil I*) erwähnt, eignet sich diese Methode vor allem für die Erwärmung von Werkstoffen mit schlechter Wärmeleitfähigkeit, die außerdem eine geringe oder keine elektrische Leitfähigkeit besitzen. Hierher gehören alle Kunststoffe sowie Holz, Tabak und andere pflanzliche Produkte, für die diese Erwärmungsart eine vollkommen gefahrlose Trocknungsmöglichkeit bietet. Auch die wasserfeste Verleimung von Holz mit Leim auf Kunststoffbasis wird heute bereits in großem Umfange mit Hochfrequenz auf diese Weise durchgeführt. Ferner hat in der Medizin die dielektrische Heizung, hier Kurzwellentherapie genannt, Eingang gefunden, wobei auch auf die hochfrequente Trennung von Geweben nicht vergessen werden soll.

Man kann der dielektrischen Heizmethode eine ebenso große technologische Bedeutung, wie sie die induktive Heizung aufweist, zusprechen, wobei wegen der im allgemeinen geringeren aufgewendeten Leistungen und der dadurch auch geringeren Anschaffungskosten diese Heizmethode auch für kleinere Betriebe von Bedeutung ist.

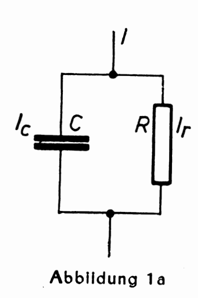


Abbildung 1a

Im folgenden soll nun erst auf die physikalischen Grundlagen und die rechnerische Behandlung des Fragenkomplexes eingegangen werden, um sodann an Hand von möglichst kennzeichnenden Anwendungsbeispielen einen guten Überblick über dieses Sachgebiet zu geben.

Bringen wir zwischen die Platten eines an eine Wechselstromquelle angeschlossenen Kondensators einen Körper mit schlechter Leitfähigkeit, z. B. ein Stück Kunststoff, so stellt dieser ein mehr oder weniger mit Verlusten behaftetes Dielektrikum dar, und es wird nun nicht mehr wie vorher ein reiner Blindstrom, sondern infolge der dielektrischen Verluste im Werkstoff und durch dessen Restleitfähigkeit auch ein Wirkstrom in der Kondensatoranordnung fließen. Die Anordnung ist durch das Ersatzschaltbild laut Abb. 1a gekennzeichnet.

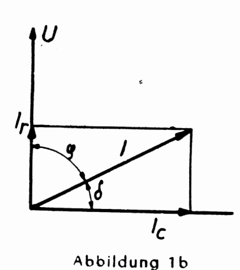


Abbildung 1b

Man kann nun die Wirkkomponente des Kondensatorstromes mit

$$I_R = U / R$$

(mit der Spannung in Phase) und die Blindkomponente

$$I_C = U \cdot \omega \cdot C$$

(der Spannung U um 90° vorauseilend) schreiben, wobei $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ die Kreisfrequenz und C die Kapazität des Kondensators bezeichnet. Das Vektorbild der Anordnung zeigt Abb. 1b. Durch die Wirkkomponente I_R wird der Phasenwinkel ϕ des Stromes I nicht mehr 90° sein, sondern um den Verlustwinkel δ kleiner. Die Wirkkomponente I_R kennzeichnet einen elektrischen Verlust, der eine Erwärmung des Werkstoffes hervorruft. Der Tangens des Verlustwinkels ist nach Abb. 1b

$$\tan\delta = I_R / I_C = \frac{1}{R \cdot \omega \cdot C} \qquad (1)$$

Bekanntlich ist die Wirkleistung, die für die Erwärmung verantwortlich ist, durch die Formel

$$N = I_R^2 \cdot R = U^2 / R \qquad (2)$$

gegeben. Führen wir aus Gl. 1 $\tan\delta$ ein, so erhalten wir

$$N = U^2 \cdot \omega \cdot C \cdot \tan\delta \qquad (3)$$

Setzen wir nun die geometrische Kapazität der Kondensatoranordnung (also ohne Dielektrikum) mit Co, so ist die wirkliche Kapazität

$$C = C_o \cdot \varepsilon \qquad (4)$$

(wobei ε die Dielektrizitätskonstante ist) und damit ist Gl. 3

$$N = U^2 \cdot \omega \cdot C_o \cdot \varepsilon \cdot \tan\delta \qquad (5)$$

Um nun die Gl. 5 allgemeingültig zu gestalten, kann man sie auf den Einheitswürfel beziehen (Kantenlänge = 1 cm). Es ist dann die Kondensatorfläche F = 1 cm² und der Plattenabstand d = 1 cm, so daß wir schreiben können

$$C_o = F / 4\pi \cdot d = 1 / 4\pi \text{ (cm)}$$

oder in Farad ausgedrückt

$$C_o = (1{,}11 / 4\pi) \cdot 10^{-12} \text{ (Farad)} \qquad (6)$$

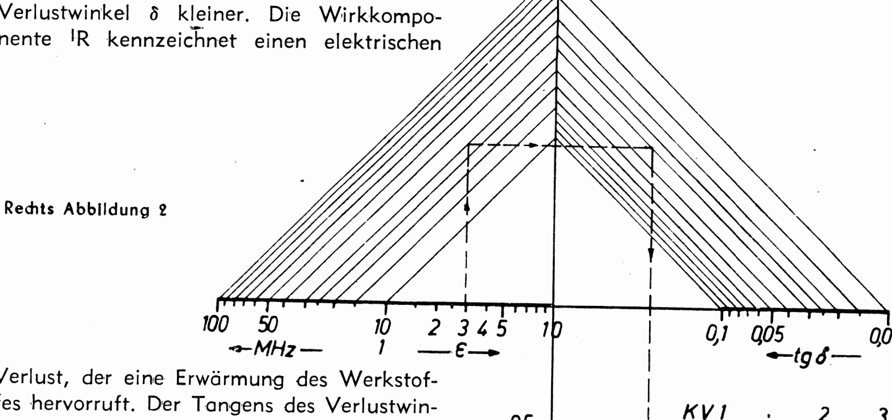
Setzen wir weiter $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$, worin f die Frequenz in Hz bedeutet, so können wir Gl. 5 nach kurzer Umrechnung schreiben:

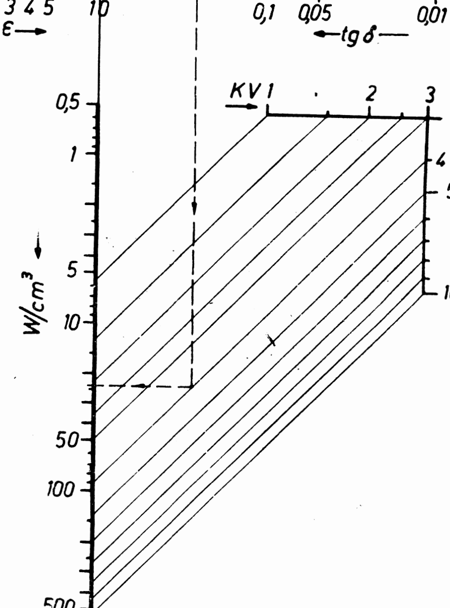
$$N = 0{,}556 \cdot 10^{-6} \cdot \varepsilon \cdot \tan\delta \cdot f \cdot U^2 \qquad (7)$$

(Watt/cm³, MHz, Volt)

In dieser Gleichung sind die Größen ε und $\tan\delta$ durch den Werkstoff gegeben, also als konstant anzusehen, und es können nur noch die Spannung und die Frequenz variiert werden. Da aber der Erhöhung der Spannung, welche wegen der zweiten Potenz eine ausgiebige Leistungssteigerung ergeben würde, durch die Durchschlagsfestigkeit des Werkstoffes Grenzen gesetzt sind, so ergibt sich für einen bestimmten Werkstoff eine für seine wirschaftliche Behandlung gültige unterste Frequenzgrenze.

Rechts Abbildung 2





Um für einen bestimmten Fall rasch die notwendige elektrische Leistung abschätzen zu können, ist die Gl. 7 in der Abb. 2 als Nomogramm dargestellt u. seine Anwendung

*) Siehe auch „Hochfrequenz-Wärmequellen" in „das elektron", Heft 9/53, Seite 278.

Dipl.-Ing. G. KARGL:

WÄRMEQUELLEN

durch ein Beispiel gegeben. Es sei ein Werkstoff mit der Dielektrizitätskonstanten von $\varepsilon = 3$ und dem Verlustwinkel bzw. $\tan\delta = 0{,}03$ gegeben, der in einem Kondensator bei einer Spannung von 4000 V und einer Frequenz von 30 MHz erwärmt werden soll. Man geht im Diagramm von $\varepsilon = 3$ senkrecht nach oben bis zum Schnittpunkt mit der durch 30 MHz hindurchgehenden schrägen Geraden und zieht von hier aus eine Waagrechte bis zu der rechtsliegenden schrägen Geraden, die $\tan\delta = 0{,}03$ kennzeichnet. Von hier aus lotet man auf die Spannungsskala bis zum Schnittpunkt bei 4 kV. Dieser Schnittpunkt, durch eine Waagrechte mit der linksliegenden Skala verbunden, ergibt die unter den obigen Angaben erzielbare Leistung in Watt je Kubikzentimeter. Wir erhalten für unser Beispiel N = 240 W/cm³.

Beziehen wir nun die Gl. 3 nicht auf den Einheitswürfel, sondern führen für die Spannung U die elektrische Feldstärke E = U / d ein, wobei d der Abstand der Kondensatorplatten in cm ist, so erhalten wir für diesen Fall

$$C = \frac{F \cdot 1{,}1 \cdot 10^{-12}}{4 \cdot \pi \cdot d}$$

und damit die der Gl. 7 äquivalente Form

$$W = 0{,}556 \cdot E^2 \cdot f \cdot \varepsilon \cdot \tan\delta \cdot V \cdot 10^{-12} \quad \text{(Watt).} \qquad (8)$$

In dieser Gleichung bedeutet W die elektrische Gesamtleistung in Watt und V das von den Kondensatorbelägen eingeschlossene Volumen in cm³. Da diese Leistungszufuhr den Werkstoff zwischen den Kondensatorplatten erwärmt, so ist sie derjenigen Wärmemenge gleichzusetzen, die notwendig ist, um ihn in der Zeiteinheit um die Temperaturdifferenz $d\theta$ zu erwärmen. Man kann also, auf Watt umgerechnet, schreiben:

$$W = 0{,}238 \cdot M \cdot c \cdot d\theta / dt \qquad (9)$$

Setzen wir nun Gl. 8 und Gl. 9 gleich, so können wir den Temperaturanstieg $d\theta/dt$ errechnen. Es ist somit

$$d\theta / dt = 2{,}34 \cdot E^2 \cdot f \cdot 10^{-12} \cdot \frac{\varepsilon \cdot \tan\delta}{c \cdot \gamma} \qquad (10)$$

In dieser Gleichung bedeutet c die spezifische Wärme des Werkstoffes in Kcal/°/gr und γ das spezifische Gewicht gr/cm³. Der Ausdruck $\frac{\varepsilon \cdot \tan\delta}{c \cdot \gamma} = K$ ist eine nur vom Werkstoff abhängige Konstante und es lautet somit mit dieser Vereinfachung die Gl. 10

$$d\theta / dt = 2{,}34 \cdot E^2 \cdot f \cdot K \cdot 10^{-6} \quad \text{(°/sec, V/cm, MHz, Kcal/°/gr)} \qquad (11)$$

In der Praxis kommt es öfter vor, daß der Raum zwischen den Kondensatorplatten nicht voll mit Werkstoff ausgefüllt ist, sondern es wird meist ein mehr oder weniger großer Anteil des verfügbaren Raumes zwischen den Platten leer bleiben. Einen solchen Fall zeigt die Abb. 3a. Es ist hier für die Feldstärke zu setzen:

$$E = U / d_2 \cdot 1 / (1 + x \cdot \varepsilon) \quad \text{(V, cm)} \qquad (12)$$

wobei noch $x = d_1 / d_2$ (Verhältnis der Werkstoffschicht zur Luftschicht) ist. Wir sehen

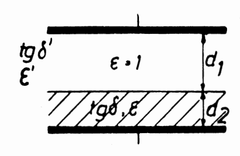


Abbildung 3a

an Hand der Gl. 12, daß durch eine Vergrößerung des Plattenabstandes eine Verringerung der Feldstärke eintritt, eine Tatsache, die zur Leistungsregelung ausgenützt werden kann. Da die Anordnung gemäß dem Ersatzschaltbild Abb. 3b zwei in Serie geschaltete Kondensatoren darstellt, so tritt auch, auf die Gesamtanordnung bezogen, eine Veränderung der Dielektrizitätskonstanten und des Verlustwinkels ein. Es ergibt sich, wie leicht nachgewiesen werden kann, damit die neue Dielektrizitätskonstante zu

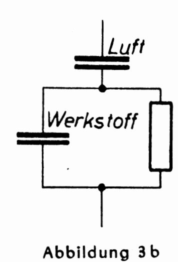


Abbildung 3b

$$\varepsilon' = \frac{\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2}}{\frac{1}{d_1} + \frac{\varepsilon}{d_2}} \qquad (13)$$

und der Verlustwinkel

$$\tan\delta' = \tan\delta \cdot \frac{1}{1 + \frac{\varepsilon \cdot d_1}{d_2}} \qquad (14)$$

Stehen aber, wie es z. B. bei der Verleimung von Holz vorkommt, die Kondensatorplatten über den zu erwärmenden Stapel hinaus, siehe die Abb. 4a, so können wir an Hand des Ersatzschaltbildes nach Abb. 4b (zwei Kondensatoren in Parallelschaltung) die Dielektrizitätskonstante und den Verlustwinkel der Gesamtanordnung auch hier ermitteln. Es ist also

$$\varepsilon' = \frac{F_1 + \varepsilon \cdot F_2}{F_1 + F_2} \qquad (15)$$

und

$$\tan\delta' = \frac{\tan\delta}{1 + F_1 / F_2 \cdot \varepsilon} \qquad (16)$$

In diesen Formeln bedeutet F_2 die Fläche der Kondensatorplatte, die vom Werkstoff bedeckt ist, und F_1 die Fläche des vorstehenden Plattenrandes, so daß die gesamte Kondensatorfläche $F = F_1 + F_2$ ist.

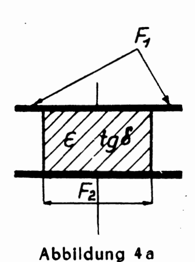


Abbildung 4a

Die unter den Gleichungen (13) bis (16) angeführten Tatsachen sind für die Regelung und Anpassung des Generators äußerst wichtig, um dem Werkstück immer die optimale HF-Energie zuzuführen. Die Regelung der zugeführten HF-Leistung kann auf folgende Weise erfolgen:

1. Veränderung des Plattenabstandes und damit Veränderung der Feldstärke. Diese Methode wird angewandt, wenn der Behandlungskondensator zugleich der Schwingkreiskondensator oder ein Teil desselben ist.
2. Verändern der Anodenspannung zur Grobregelung und der Gittervorspannung zur Feinregelung.
3. Veränderung der Ankopplung oder Verstimmen bei getrenntem Behandlungskreis.

Da derartige HF-Heizanlagen unter Umständen starke Störstrahler darstellen, sind bestimmte Frequenzen für diese Zwecke festgelegt worden. Es sind dies die Frequenzen 6; 13,66; 27,32; 40,98; 915; 5850; 10 600 und 18 000 MHz bei einer Bandbreite von 0,05 ‰. Praktisch wichtig sind aber derzeit nur die Frequenzen von 13,66, 27,32 und 40,98 MHz, die den Wellenlängen 22, 11 u. 7,35 m entsprechen, wobei die Frequenz von 27,32 (11 m) am meisten verwendet wird. Für diese Frequenz ist auch eine größere Bandbreite von 0,5 ‰ zugelassen.

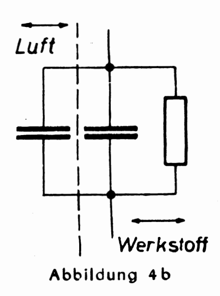


Abbildung 4b

Bei der Erörterung der Grundlagen könnten auch noch die verschiedenen Elektrodenanordnungen besprochen werden, doch soll auf diese bei der Behandlung der einzelnen Anwendungsbeispiele näher eingegangen werden.

Elt

Phy

(Fortsetzung von Seite 376)

ELEKTRONISCHE NASE „riecht" BRÄNDE

Radium emittiert dreierlei Strahlen, von denen in unserem Falle nur die sog. α-Srahlen von Bedeutung sind. α-Strahlen haben die Eigenschaft, die Luft zu ionisieren, d. h. einen Teil der Luftmoleküle in positive Ionen und negative Elektronen auszuspalten. Befindet sich derart ionisierte Luft in einem elektrischen Felde, so bewegen sich die Ionen und Elektronen infolge ihrer elektrischen Ladung und es entsteht ein elektrischer Strom. Dieses Verhalten ist schematisch in Abb. 2 dargestellt. An den Platten P_1 und P_2 liegt die Spannung der Batterie B. Der

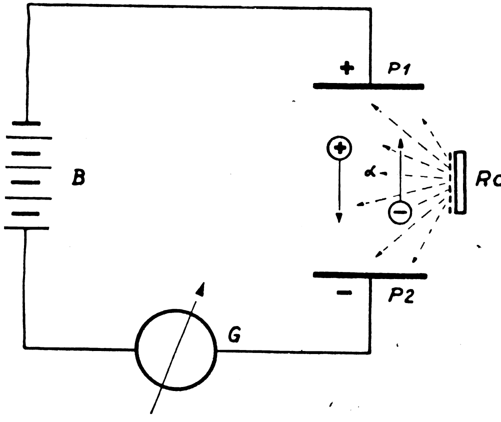


Abb. 2: Prinzipschema einer Ionisationskammer.

Raum zwischen den Platten wird durch das Radiumpräparat Ra ionisiert. Die schematisch gezeichneten geladenen Teilchen wandern in der angedeuteten Richtung. Mit dem hochempfindlichen Galvanometer G ist ein elektrischer Strom meßbar, dessen Größe von der Stärke der Radiumquelle und in gewissen Grenzen von der Spannung der Batterie B abhängt. Diese Spannungsabhängigkeit des Stromes hat ihre Ursache darin, daß bei mäßigen Spannungen nicht alle erzeugten Ionen die Elektroden erreichen, sondern vorher mit einem Elektron zusammenstoßen, wobei eine Neutralisation der Ladung stattfindet (Rekombination). Erst wenn die Spannung einen gewissen Wert überschreitet (die Sättigungsspannung), wandern praktisch alle erzeugten Ionen an die Elektroden. Bei weiterer Steigerung der Spannung bleibt der Strom nahezu konstant. Abb. 3 zeigt schematisch den Verlauf des Stromes I in Funktion der Spannung U. Der in einer solchen Ionisationskammer fließende Strom hängt außer von den erwähnten Faktoren vom Gas zwischen den Platten ab. Je nach Art, Zahl und Größe der Gasmoleküle werden mehr oder weniger Ionen erzeugt. Zudem ist die Wanderungsgeschwindigkeit der Ionen von deren Größe und Gewicht abhängig. Im allgemeinen ist aber der Unterschied zwischen verschiedenen Gasen relativ klein.

Anders liegen die Verhältnisse, wenn Verbrennungsgase in die Kammer einströmen. Solche Gase bewirken eine sehr starke Abnahme des Ionisationsstromes. Dieser auf den ersten Blick überraschende Effekt erklärt sich folgendermaßen:

Durch Verbrennung entsteht eine große Zahl von Teilchen, welche viel größer und schwerer sind als normale Gasmoleküle. Die meisten dieser großen Teilchen sind allerdings noch zu klein, um als Rauch sichtbar in Erscheinung zu treten. Nur die größeren davon bilden den sichtbaren Rauch. Diese großen Partikel, welche in Verbrennungsgasen in relativ hoher Konzentration auftreten, üben einen störenden Einfluß sowohl auf die Bildung als auch auf die Bewegung der Ionen in der Ionisationskammer aus. Die Wirkung besteht zum Teil in einer erhöhten Absorption der α-Strahlen, so daß nicht mehr gleich viele Ionen-Paare gebildet werden, wie in reiner Luft. Der Haupteinfluß beruht jedoch auf der Tatsache, daß die schweren Teilchen, wenn sie selbst ionisiert werden, weniger beweglich sind als normale Luftionen. Die schweren Ionen benötigen eine viel längere Zeit, um eine der Elektroden der Ionisationskammer zu erreichen. Die Wahrscheinlichkeit, daß sie unterwegs mit einem entgegengesetzt geladenen Teilchen zusammenstoßen und sich mit diesem zu

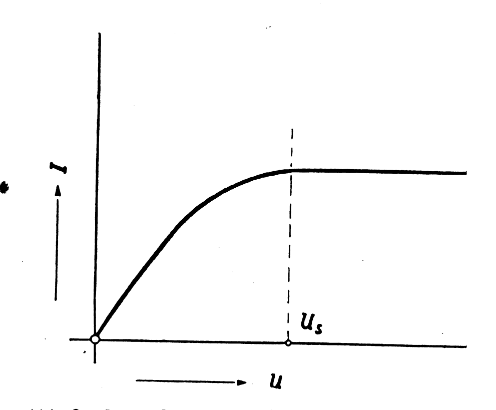


Abb. 3: Strom-Spannungs-Charakteristik einer Ionisationskammer. U Spannung; Us Sättigungsspannung; I Strom.

einem neutralen Partikel rekombinieren, ist daher für die schweren Ionen viel größer als für gewöhnliche Luftionen. Diese erhöhte Rekombination wirkt sich in einer Abnahme des Ionisationsstromes aus. Da die Ionisationskammer, von außen gesehen, wie ein hochohmiger Widerstand wirkt, läßt sich die Erscheinung auch so ausdrücken, daß der scheinbare Widerstand der Kammer beim Eintreten von Rauchgasen zunimmt. Dieses Verhalten ist schematisch in Abb. 4 dargestellt. Kurve 1 zeigt die Strom-Spannungs-Charakteristik in reiner Luft, Kurve 2 diejenige für eine bestimmte Rauchgasbeimischung.

Die Größe der in unserem Falle wirksamen „schweren" Teilchen kann in weiten Grenzen variieren. Die Stromänderung tritt,

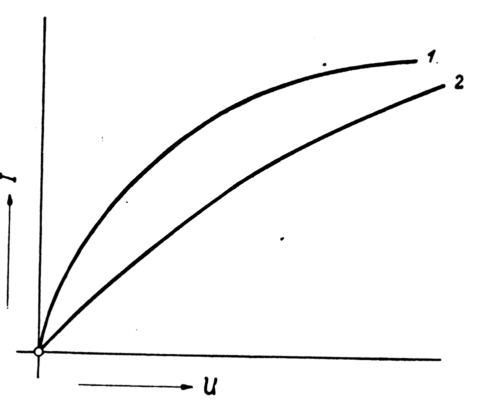


Abb. 4: Veränderung der Strom-Spannungs-Charakteristik einer Ionisationskammer durch Rauch. 1 Charakteristik ohne Rauch; 2 Charakteristik mit Rauch. Bezeichnungen siehe Abb. 3.

wie erwähnt, sowohl bei nicht sichtbaren wie bei sichtbaren Verbrennungsgasen ein. Der Effekt ist nicht an eine eigentliche Flammenbildung gebunden. So bewirken auch die Rauchgase glimmender Materie oder die aus überhitztem Gummi austretenden Gase eine merkliche Stromabnahme.

Die Theorie, daß der Effekt auf große Teilchen, die in der Luft schweben, zurückzuführen ist, wird deutlich unterstützt durch die Tatsache, daß sehr dichter Staub oder chemisch erzeugter Nebel eine analoge Wirkung zeigen, allerdings in viel geringerem Ausmaße. Offenbar ist die Konzentration von nicht sichtbaren schweren Teilchen in Verbrennungsgasen sehr groß. Tatsache ist, daß der Einfluß der praktisch vorkommenden Staubkonzentrationen vernachlässigbar ist, verglichen mit den Stromänderungen, hervorgerufen durch Rauch- oder Verbrennungsgase.

Interessant ist, daß die Verbrennungsgase einer blau leuchtenden Spiritus- oder Leuchtgasflamme nur eine sehr schwache Stromänderung bewirken. Diese Erscheinung findet ihre Erklärung darin, daß es sich bei solchen Verbrennungen um eine fast vollständige Oxydation handelt und als Verbrennungsprodukte nur Gase mit Molekülen, entsprechend dem normalen gasförmigen Zustand, entstehen.

Der hier beschriebene Effekt ist nicht zu verwechseln mit der Bildung von Ionen in einer Flamme. Die Flamme selbst sowie die Luft in deren unmittelbarster Nähe sind leitend. Die Ionen verschwinden aber infolge Rekombination ziemlich rasch. Schon wenige Zentimeter über einer Zündholz- oder Kerzenflamme ist die Leitfähigkeit praktisch wieder verschwunden.

Die Wirkung der Verbrennungsgase auf den Ionisationsstrom ist zeitlich begrenzt. Wird z. B. die Ionisationskammer in einen

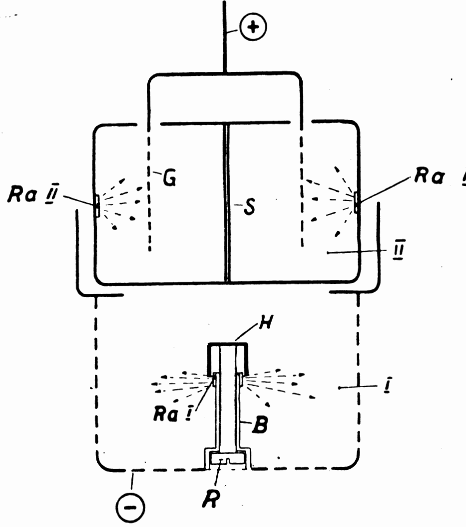


Abb. 5.: Schematische Darstellung der beiden Ionisationskammern.

abgeschlossenen Behälter gebracht, in welchen Verbrennungsgase eingeblasen werden, so nimmt der Strom sofort stark ab, steigt aber im Verlauf einiger Minuten wieder annähernd auf den ursprünglichen Wert. Dieses Verhalten ist einerseits auf ein Zerfallen der „großen" Teilchen zurückzuführen, anderseits auf das Abwandern der „großen" Teilchen an die Wände bzw. die Elektroden. Dieses Verhalten ist für die Wirkungsweise des Feuermelders von erheblicher Bedeutung. Die Stromänderung hängt nicht nur von der Gesamtmenge der verbrannten Materie ab. Vielmehr ist es erforderlich, daß die momentane Konzentration an frischen Verbrennungsprodukten einen gewissen Wert erreicht.

Spricht der Melder auf Tabakrauch an?

Obwohl frischer Tabakrauch recht wirksam ist, kommt ein Melder an der Decke eines mittleren Raumes nicht zum Ansprechen, auch wenn darin sehr lange geraucht wird, wogegen der Melder ansprechen würde, wenn die gleiche Menge Rauch in einem Zeitraum von wenigen Minuten erzeugt würde.

Der Feuchtigkeitsgehalt der Luft oder andere Verunreinigungen bewirken nur eine unwesentliche Veränderung des Ionisationsstromes. Luftdruck- und Temperaturänderungen haben je nach Konstruktion der Ionisationskammer eine größere oder kleinere Stromänderung zur Folge. Bei der nebenstehend beschriebenen Anordnung des Cerberus-Feuermelders sind die Einflüsse durch geeignete Wahl der Abmessungen weitgehend kompensiert.

Wie die Ionisationskammer konstruiert ist.

Die beschriebene Stromabnahme in einer Ionisationskammer muß in geeigneter Weise zur Auslösung eines Alarmsignals ausgenützt werden. Die fließenden elektrischen Ströme müssen, bedingt durch den hohen Preis des Radiums, außerordentlich klein gewählt werden (rund $3 \cdot 10^{-9}$ A). Man kann die Stromänderung zwar mit einem empfindlichen Galvanometer noch messen, doch ist es zweckmäßiger, sie durch Vorschalten eines Widerstandes in eine Spannungsänderung überzuführen. Man erhält eine um so größere Spannungsänderung, je größer der Vorschaltwiderstand ist.

Im Feuermelder der Cerberus wird an Stelle eines ohmschen Vorschaltwiderstandes eine zweite Ionisationskammer verwendet, die im Sättigungsgebiet arbeitet und gegen den Zutritt der Verbrennungsgase fast völlig abgeschlossen ist. Eine solche Anordnung hat den Vorteil, daß der nach außen wirksame Widerstand infolge der Sättigung beinahe unendlich groß ist und bei geeigneter Ausbildung der beiden Kammern die Schwankungen des Luftdruckes und der Lufttemperatur kompensiert werden. Abb. 5 zeigt schematisch diese beiden Kammern. Die Prüfkammer I ist von der Außenluft nur durch ein Drahtgitter getrennt und somit für Verbrennungsgase leicht zugänglich. Das Drahtgitter bildet gleichzeitig die eine Elektrode der Kammer. Das Radiumpräparat für die Kammer I ist auf einem zentralen Bolzen B angebracht. Zur Einstellung seiner Strahlungsintensität und damit der Empfindlichkeit des Feuermelders ist die hütchenförmige Blende H, welche einen Teil der Strahlungsfläche abdecken kann, vorgesehen. Die Verschiebung dieser Blende erfolgt durch Drehen der Regulierschraube R.

In der geschlossenen Ionisationskammer II, die mit der Außenluft nur durch kleine Öffnungen verbunden ist, wird eine Elektrode durch die Außenwand und einen zentralen Stift S gebildet, während die andere aus einem gitterförmigen Aufbau G im Innern besteht. Als Strahlungsquelle für die Kammer II dienen zwei kleine Radiumpräparate Ra II, die an der inneren Kammerwand befestigt sind. Die Elektrodenabstände in Kammer II sind kleiner als in Kammer I. Kammer II arbeitet daher schon bei einer Spannung in Sättigung, bei der die Stromspannungs-Charakteristik der offenen Kammer noch ansteigt.

Abb. 6 zeigt das Arbeitsdiagramm dieser Anordnung. Die Strom-Spannungs-Charakteristik der Kammer II ist nach links, diejenige der Kammer I nach rechts aufgetragen. Die Gesamtspannung U ist so gewählt, daß bei einer Verschiebung der Charakteristik I durch Rauchwirkung der Strom nahezu konstant bleibt. Im rauchlosen Zustand verteilt sich die Melderspannung U auf beide Kammern, entsprechend den Strecken U_{II} und U_{I}. Beim Vorhandensein von Rauch verschiebt sich diese Verteilung und entspricht den Srecken U_{II}' und U_{I}'. Wegen der Konstanz der angelegten Spannung ist

$$U = U_{I} + U_{II} = U_{I}' + U_{II}'.$$

Die Spannungsänderung entspricht der Differenz $\Delta U = U_{I}' - U_{I}$. Bei einer angelegten Gesamtspannung von 220 V und mäßiger Rauchintensität beträgt diese Spannung 20 bis 50 V.

Wichtig ist das Relais-Organ.

Wie bereits geschildert, kann durch geeignete Anordung eine beträchtliche Spannungsänderung erzeugt werden. Der zur Verfügung stehende Strom ist aber außerordentlich klein und reicht nicht einmal zur Steuerung einer gewöhnlichen Radioröhre aus. Es ist daher ein spannungsgesteuertes Anzeige-Organ erforderlich, welches auf der Steuerseite mit einer Stromaufnahme von höchstens $3 \cdot 10^{-11}$ A auskommt. Hiefür wurde eine spezielle Relaisröhre in Form einer gasgefüllten Kaltkathode-Triode (Glimmrelais) entwickelt Es besitzt drei Elektroden, eine Anode A, eine Kathode K und eine oben herausgeführte Steuerelektrode S. Die Zündspannung zwischen Anode und Kathode ist größer als 270 V, so daß beim Anlegen einer Spannung von 220 V normalerweise noch keine Entladung eintritt. Die Zündspannung zwischen Steuerelektrode und Kathode liegt bei rund 110 V (100 bis 130 V). Wird daher eine Spannung von etwa 90 V zwischen S und K angelegt (entsprechend der Ruhespannung der offenen Ionisationskammer), so zündet diese Strecke ebenfalls nicht. Wenn dagegen die Spannung an S auf etwa 110 V erhöht wird, zündet die Strecke. Die Entladung springt augenblicklich auf die Anode über, d. h. die Hauptstrecke A K wird leitend. Es fließt damit ein Strom, der gut zur Betätigung eines gewöhnlichen elektromagnetischen Relais ausreicht. Die Stromstärke ist bestimmt durch die angelegte Betriebsspannung, die

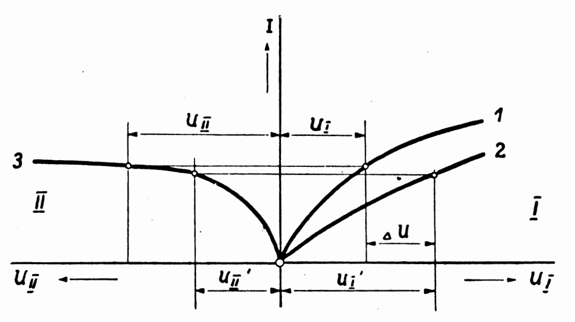


Abb. 6: Arbeitsdiagramm der beiden Ionisationskammern. 1 Charakteristik der offenen Kammer ohne Rauch; 2 Charakteristik der offenen Kammer mit Rauch; 3 Charakteristik der geschlossenen Kammer.

äußeren Vorwiderstände und die Brennspannung der Röhre, welche rund 90 V beträgt. Das Glimmrelais arbeitet demnach beinahe als statisches Spannungsrelais. Die Entladung schlägt aber nur dann auf die Anode über, wenn die Anodenspannung einen gewissen Mindestwert, die Abfangsspannung, aufweist. Diese Mindestspannung hängt von der Stärke der primären Steuerentladung ab. Zur Erzielung eines kräftigen Steuerfunkens wird zwischen Steuerelektrode S und Kathode K ein kleiner Kondensator geschaltet, der sich im Moment der Zündung stoßartig über die Steuerstrecke entlädt. Bei den verwendeten Glimmrelais ist die minimale Anodenspannung für sicheres Arbeiten kleiner als 200 V.

Das Prinzipschema des Feuermelders (Abb. 7).

Parallel zu den beiden Ionisationskammern liegt das Glimmrelais G, wobei die Steuerelektrode S mit dem Mittelpunkt der beiden Kammern verbunden ist. Zwischen Steuerelektrode und Kathode liegt die Kapazität C. Spannungsanstieg in der Kammer I bewirkt Zündung zwischen S und K und damit auch zwischen A und K. Der Entladungsstrom zwischen A und K bewirkt Anzug des Relais R, dessen Kontakte die Alarmhupe H in Tätigkeit setzen.

Wie der Ionisations-Feuermelder konstruktiv aufgebaut ist.

Abb. 8 zeigt einen vereinfachten schematischen Querschnitt durch den Feuermelder. Die beiden Ionisationskammern I und II und das Glimmrelais G sind zu einer Einheit zusammengebaut. Die geschlossene Kammer II ist so im äußeren Becher angeordnet, daß die Verbrennungsgase keinen direkten Zutritt zum Innern dieser Kammer haben. Gleichzeitig ergibt sich durch die verwendete Konstruktion eine natürliche Kapazität von etwa 30 pF zwischen der Steuerelektrode S und der Kathode K, was zur Erzielung eines hinreichend starken Zündfunkens genügt. Wesentlich für das Funktionieren des Melders ist eine hohe Isolation der Steuerelektrode S. Der Isolationswiderstand muß im Betrieb größer als 10^{12} Ohm sein.

Da die Oberfläche des gewöhnlichen unbehandelten Glases den gestellten Anforderungen nicht genügt, ist das Glimmrelais mit einem speziellen, unsichtbaren Überzug versehen, welcher den höchsten Anforderungen genügt. Selbst bei tagelangem 100prozentigem Feuchtigkeitsgehalt der Luft sowie bei raschen Temperaturwechseln, die zur Taubildung führen, bleibt die notwendige Isolation erhalten. Die Feuermelder weisen keine sich abnützenden Teile und insbesondere keine geheizten Verstärkerröhren auf. Da das Glimmrelais nur bei Alarm brennt, treten keine Alterungserscheinungen auf. Die sich bei Alarm oder bei periodischen Kontrollen ergebenden Brenndauern sind auf die Lebensdauer des Glimmrelais ohne jeden Einfluß. Hat ein Melder angesprochen, so ist er nach Unterbrechung des Stromkreises von neuem betriebsbereit.

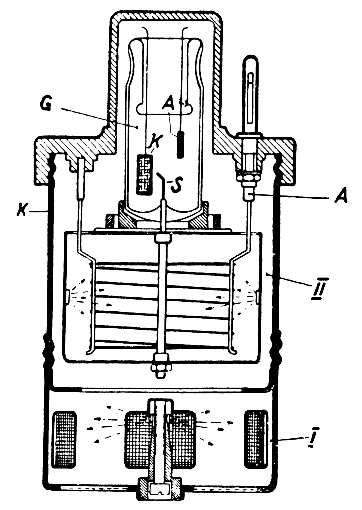


Abb. 8: Vereinfachter Querschnitt durch den Ionisationsfeuermelder. Bezeichnungen siehe im Text.

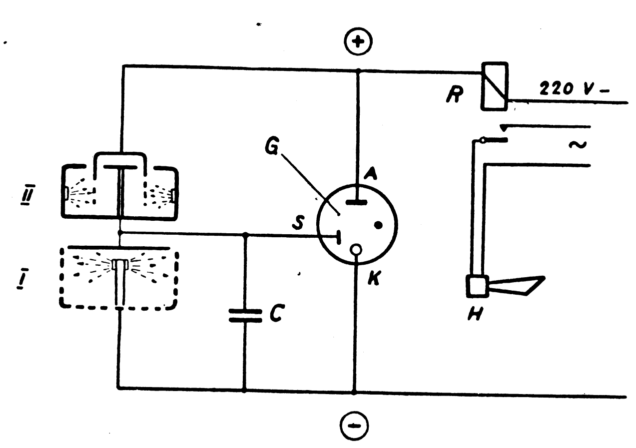


Abb. 7: Prinzipschema des Ionisationsfeuermelders.

Zur Herstellung der radioaktiven Präparate wird reines Radium verwendet, und es dauert mehrere hundert Jahre, bis die Strahlung um 50 % nachgelassen hat. Die Intensität der radioaktiven Strahlung ist so gering, daß sie für den menschlichen Organismus, auch bei dauernder Einwirkung, absolut unschädlich ist. Durch besondere Maßnahmen bei der Herstellung der Radiumpräparate wird ein Entweichen der Emanation verhindert.

Der Meldereinsatz ist mit vier Steckstiften in einem Sockel befestigt, so daß er leicht und rasch, ohne Lösen der Anschlußdrähte, ausgewechselt werden kann.

Starke Zugluft kann einen Teil der Ionen aus der offenen Kammer blasen, so daß das natürliche Gleichgewicht in der Spannungsverteilung über den Ionisationskammern etwas gestört wird. Zur Herabsetzung dieses unerwünschten Effektes ist eine eingebaute drehbare Blendenanordnung vorgesehen, mit welcher — je nach den örtlichen Zugluftverhältnissen — die seitlichen Löcher abgedeckt werden können.

Nach einem Artikel von E. Meili, Bad Ragaz, im Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereines, Jahrgang 1952, Nr. 23, bearbeitet von H. K.

Fernsehen ist eine teure Angelegenheit

(FS, Wi) Die BBC ist die reichste Sendergesellschaft. Sie verfügt über die Konzessionsgebühren von 12 Millionen Rundfunk- und über 3 Millionen Fernsehteilnehmern. Im Geschäftsjahr 1952 hat sie 22,5 % der Rundfunkgebühren für das Fernsehen ausgegeben. 1953 sind bisher rund 15 Millionen DMark in das Fernsehbudget abgewandert. Die Rundfunkhörer beschweren sich darüber. Aber die BBC weiß vorläufig keinen Ausweg, nachdem die Sponsor-Sendungen immer noch nicht in Gang gekommen sind.

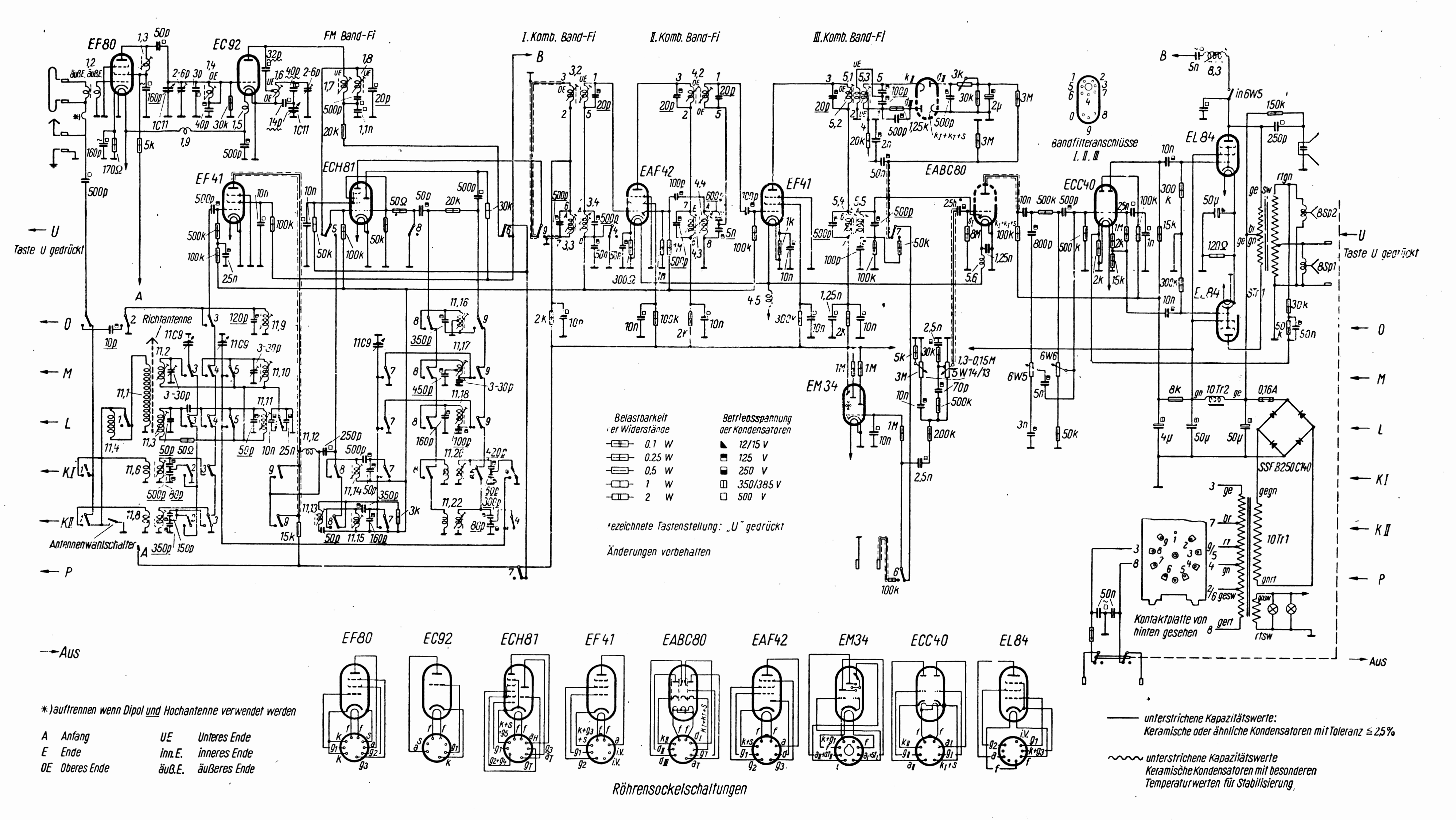
In Amerika gibt es Gesellschaften, die am Fernsehen sehr gut verdienen, aber erst nachdem sie etwa sechs Jahre lang Zuschüsse geleistet haben, die noch lange nicht zurückgezahlt sind. Einzelne Unternehmen müssen heute noch Zuschüsse zahlen.

In Frankreich, das bereits 1937 (einige Jahre nach Deutschland) mit dem öffentlichen Fernsehen angefangen hat, zählt man heute zwar 50 000 Fernsehteilnehmer und hofft, bis Weihnachten die Produktion von rund 70 000 Geräten an den Mann zu bringen. Aber finanziell ist das Fernsehen ein reiner Zuschußbetrieb, der zum Teil vom Rundfunk und zum Teil direkt von der Regierung unterstützt wird.

In der Schweiz, in Holland und Dänemark erhält das Fernsehen Staatszuschüsse, über die von Jahr zu Jahr neu verhandelt werden muß, so daß man nicht so recht auf einen grünen Zweig kommt.

In Deutschland hat zwar die Zahl der Konzessionäre nach der Düsseldorfer Funkausstellung schnell zugenommen, aber es kann gar keine Rede davon sein, daß sich das Fernsehen selbst erhalten kann. Die Sendergesellschaften könnten zwar den Fernsehdienst nach dem Muster Englands (siehe oben) sehr gut finanzieren. Aber ihre Konzessionscharta legt ihnen so viele rundfunkfremde Verpflichtungen auf, in deren Genuß die Länder kommen, daß der Fernsehetat eine ständige Sorge der Intendanten ist. Auch hier gilt so wie im kaufmännischen Leben und bei jedem Kunstbetrieb: Sorgen vermindern die Leistung.

SO SCHALTET DIE **INDUSTRIE!**



DER SIEMENS-SPITZENSUPER 54

Wi FS Emp

(Fortsetzung von Seite 380)

Metallmeldegeräte

Die von der Diode D gelieferte Spannung wird zugleich dem Gitter des Abstimmanzeigers TI zugeführt. Auf diese Weise kann die Regelung des Gerätes durchgeführt werden. Zu diesem Zweck stellt man den Widerstand R_6 und den Kondensator C_5 des Generatorteiles (Abb. 3) so ein, daß die gesamte in den Auffangspulen induzierte Spannung so gering wie möglich ist und solcherart die fluoreszierende Fläche des Abstimmanzeigers einen möglichst kleinen Leuchtsektor aufweist.

Der Verstärker V_2 ist nicht als Gleichspannungsverstärker ausgeführt, d. h. er ist mit Kondensatoren als Kopplungselementen ausgestattet. Es ist nämlich nicht zu vermeiden, daß in dem Gleichgewichtszustand, bei dem die in den Suchspulen induzierte Spannung am kleinsten ist, eine langsame Verschiebung auftritt. Dies kann zum Beispiel auf Temperaturschwankungen zurückgeführt werden, oder auch auf mechanische Schwingungen, denen das Gerät ausgesetzt ist. Wäre nun V_2 ein Gleichspannungsverstärker, so würde das Gerät jedesmal nach einiger Zeit in Betrieb kommen, auch wenn kein Metallteilchen an den Spulen vorbeiwandert. Da jedoch V_2 ein Wechselspannungsverstärker ist, können nur schnelle Änderungen der in L_3 und L_4 induzierten Spannungen die Warneinrichtung in Tätigkeit setzen.

Um zu verhindern, daß der Gleichgewichtszustand durch die oben erwähnten langsam wirkenden Einflüsse zu sehr gestört wird, ist es nötig, von Zeit zu Zeit die Einregelung des Apparates auf einen Mindestausschlag des Abstimmanzeigers zu wiederholen.

Die Empfindlichkeit.

Die Empfindlichkeit des Gerätes nimmt mit zunehmender Größe der Generator- und Suchspulen ab. Es hat sich in der Praxis gezeigt, daß bei einer Durchlaßöffnung von 16 cm² ein Eisenteilchen von 0,1 mg noch nachgewiesen werden kann. Zur Veranschaulichung des Zusammenhanges, der zwischen der vom Verstärker gelieferten Spannung und der Größe eines Eisenteilchens besteht, ist in Abb. 5 die Wechselspannung am Ausgang von V_1 als Funktion der Dicke eines koaxial in einer der Generatorspulen angeordneten zylinderförmigen Eisenteilchens bei einigen Werten der Länge aufgetragen. Die Durchlaßöffnung betrug hierbei 1 dm². Aus Abb. 5 geht hervor, daß bei nicht allzu kleinen Abmessungen die erhaltene Spannung eine lineare Funktion der Teilchendicke ist.

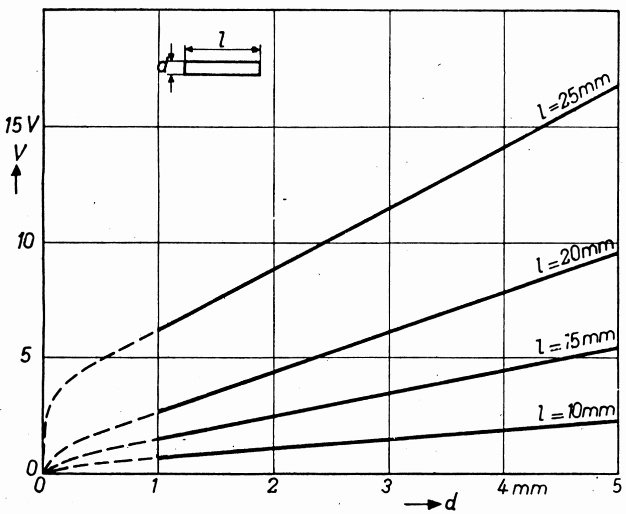


Abb. 5: Graphische Darstellung der vom Verstärker V_1 (siehe Abb. 4) gelieferten Spannung V in Abhängigkeit von dem Durchmesser d eines in einer der Generatorspulen liegenden zylinderförmigen Eisenteilchens bei einigen Werten der Länge l dieses Teilchens. Die Durchlaßöffnung der Spulen war hierbei 10 x 10 cm².

Da bei einer bestimmten Größe des magnetischen Flusses die in den Suchspulen induzierte Spannung proportional der Frequenz ist, nimmt zunächst die Empfindlichkeit mit wachsender Frequenz zu. Man muß hier jedoch einen Unterschied zwischen Eisen und nichtferromagnetischen Werkstoffen machen. Bei höher werdender Frequenz werden in den nachzuweisenden Teilchen in zunehmendem Maße Wirbelströme erzeugt. Die Ortung nichtferromagnetischer Teilchen beruht gerade hierauf, so daß diesbezüglich eine höhere Frequenz in zweierlei Hinsicht günstig ist. Für Eisenteilchen dagegen, die dank ihrer hohen Permeabilität nachgewiesen werden, sind die Wirbelströme gerade unerwünscht, da sie die effektive Permeabilität verkleinern; in diesem Fall kann man also mit dem Erhöhen der Frequenz nicht weit gehen. In verschiedenen ausgeführten Geräten haben wir eine Frequenz von 1400 Hertz benutzt, mit denen die vorerwähnten Resultate erzielt wurden. Bei den am häufigsten vorkommenden Metallen, deren spezifischer Widerstand klein genug ist, um das Entstehen von Wirbelströmen nicht zu sehr zu behindern, wie Kupfer, Messing, Aluminium, ist bei dieser Frequenz die in den Suchspulen induzierte Spannung ungefähr ein Viertel derjenigen, welche infolge eines gleich großen Eisenteilchens entsteht.

Wird von dem Gerät eine hohe Empfindlichkeit verlangt, so muß große Sorgfalt auf die Konstanz der Anodenspannung der Röhren verwendet werden, da eine kleine Änderung dieser Spannung dieselbe Wirkung haben kann wie das Vorbeiwandern eines Metallteilchens. Sind jedoch die zu entdeckenden Teilchen ziemlich groß, so ist es auch nicht nötig, die Netzspannung zu stabilisieren, was natürlich eine Vereinfachung der Anlage bedeutet.

Eisenmeldegerät für bahnförmiges Metall.

Beschreibung des Gerätes.

In der Textilindustrie wird ein Rohgewebe meistens Behandlungen unterworfen, die dazu dienen, seinen Glanz zu erhöhen oder auch um das Ganze dichter zu machen. Hierbei wird der Stoff durch einige glattpolierte hohle Walzen (Kalander) geführt, deren Zylinder gewöhnlich aus Stahl hergestellt sind und erwärmt werden können. Es werden auch Walzen benutzt, die mit hart gepreßtem Papier oder Kattun bedeckt sind. Hat sich nun ein Metallteilchen auf einer der Walzen festgesetzt, so wird es bei jeder Umdrehung auf dem Gewebe abgedruckt, wodurch in regelmäßigen Abständen Beschädigungen entstehen, die das Gewebe unverkäuflich machen können. Oft

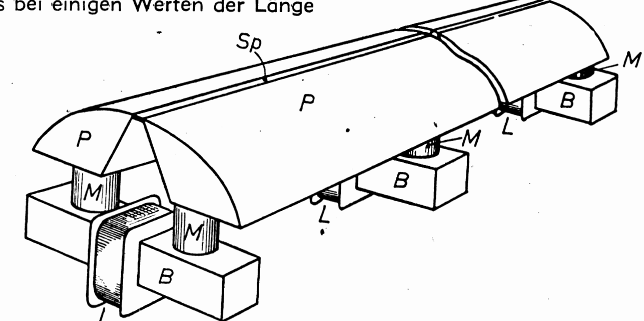


Abb. 6: Prinzip eines Eisenmeldegerätes für bahnförmiges Material. P Polschuhe; M Magnete; B weicheiserne Blöckchen; L Spulen; Sp Spalt zwischen den Polschuhen.

wird auch die Walze beschädigt, so daß diese von neuem abgedreht und poliert werden muß, was sehr kostspielig ist.

Eine andere Behandlung, der viele Gewebe unterworfen werden, ist das sogenannte Scheren. Hierbei werden die aus der Oberfläche herausstehenden Fasern, die dem Stoff ein rauhes Aussehen geben, abgeschnitten. Das Gewebe wird zu diesem Zweck über eine Walze geführt, über der sich ein schnelldrehender Zylinder befindet, der mit spiralenförmigen Messern besetzt ist. Diese Messer bewegen sich längs eines geraden Messers, wodurch die aus dem Stoff herausstehenden Fasern abgeschnitten werden. Ein einziges Metallteilchen, das zwischen die Messer gerät, kann hier ernsten Schaden verursachen.

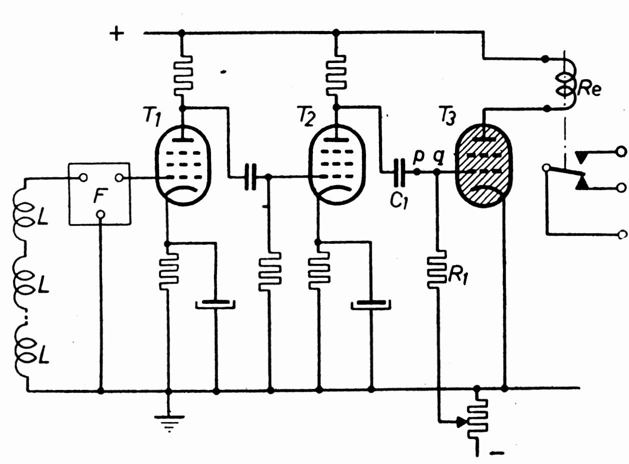


Abb. 7: Schaltbild des Verstärkerteiles des Eisenmeldegerätes für bahnförmiges Material. T_1 und T_2 Verstärkerröhren; T_3 Thyratron; F Filter zur Unterdrückung von Störspannungen; Re Relais.

Um die breiten Bahnen zu untersuchen, in denen Textilgewebe in der Regel hergestellt werden, ist ein Metallmeldegerät, wie es vorhergehend beschrieben wurde, weniger geeignet. Es ist nämlich schwierig, den Spulen solche Abmessungen zu geben, daß eine breite Gewebebahn darin vorbeiziehen kann. Deshalb ist speziell zur Sicherung von Textilmaschinen ein Metallmeldegerät entwickelt worden, das auf einem anderen Prinzip beruht. Wie aus der näheren Beschreibung noch hervorgehen wird, reagiert dieses Gerät nur auf Teilchen, die aus ferromagnetischen Werkstoffen bestehen. Da jedoch der Großteil der unerwünschten Metallteilchen, die in Textilgeweben angetroffen werden, aus Eisen besteht, kann mit Hilfe dieses Apparates doch ein beträchtlicher Schutz von Textilmaschinen erreicht werden. Dem erwähnten Nachteil steht der Vorteil gegenüber, daß das im folgenden zu beschreibende Eisenmeldegerät viel robuster und auch einfacher und billiger ist als das beschriebene Gerät für voluminöse Materialien.

Das Prinzip des Eisenmeldegerätes für bahnförmiges Material wollen wir an Hand der Abb. 6 erklären. Ein magnetischer Kreis besteht aus den permanenten Magneten M, den weicheisernen Blöckchen B und den gleichfalls aus Weicheisen hergestellten Polschuhen P. Um die Blöckchen B befinden sich die Spulen L. Ein zwischen den Polschuhen gelassener Spalt Sp ist durch einen dazwischengelöteten Messingstreifen abgeschlossen, um das Eindringen von Staub zu verhindern und zugleich die mechanische Stärke zu erhöhen. Das zu untersuchende Gewebe wird über die an der Außenseite geglätteten Polschuhe geführt. Diese Polschuhe können selbstverständlich in jeder gewünschten Länge konstruiert werden, entsprechend der Breite des zu untersuchenden Materials. Die Magnete werden in regelmäßigen Abständen längs den Polschuhen angeordnet; ihre Anzahl nimmt also mit der Breite der Textilbahn zu.

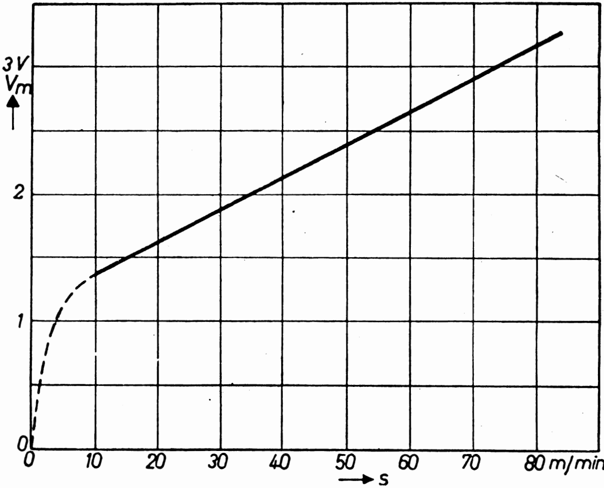


Abb. 8: Graphische Darstellung des Scheitelwertes Vm des von der Röhre T_2 gelieferten Spannungsstoßes, wenn sich ein Eisenteilchen von 7 mg in einem Abstand von 3 mm an dem Spalt zwischen den Polschuhen vorbeibewegt, in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit $\bar{s}$ dieses Teilchens. Die Breite des Spaltes war hierbei 5 mm.

Befindet sich nun in dem Gewebe ein Eisenteilchen, so tritt in dem Augenblick des Vorbeiziehens desselben an dem Spalt Sp eine Änderung des magnetischen Flusses auf, wodurch in den Spulen ein Spannungsstoß entsteht[3]). Die in Reihe geschalteten Spulen sind an einen Verstärker angeschlossen, dessen Schaltbild in Abb. 7 wiedergegeben ist. Auf die beiden Stufen, die mit den Röhren T_1 und T_2 ausgestattet sind, folgt ein Thyratron T_3, in dessen Anodenkreis ein Relais aufgenommen ist, mit dem wieder eine Warn- oder Sicherungsanlage in Betrieb gesetzt werden kann. Nachdem das Thyratron entzündet ist, kann es durch Unterbrechung des Anodenkreises wieder gelöscht werden. Zur Vereinfachung der Bedienung läßt sich die Schaltung auch so ausführen, daß beim Vorbeiwandern eines Eisenteilchens das Eisenmeldegerät zugleich mit dem Motor ausgeschaltet wird. Wenn nach dem Entfernen des Eisenteilchens der Motor wieder eingeschaltet wird, kommt auch das Eisenmeldegerät automatisch wieder in Betrieb.

Da diese Anordnung mehr als die im vorhergehenden besprochene empfindlich für Störungen ist, die durch magnetische Wechselfelder von Transformatoren und Motoren entstehen, ist zwischen den Suchspulen und der ersten Verstärkerröhre ein Filter F aufgenommen. Die Frequenz der störenden Wechselfelder ist fast immer 50 Hz, während die durch ein vorbeigeführtes Eisenteilchen entstandenen Spannungsstöße bei den üblichen Geschwindigkeiten, mit denen das Gewebe fortbewegt wird (10 bis 20 m je Minute), hauptsächlich Komponenten mit viel niedrigeren Frequenzen enthalten (5 bis 25 Hz). Durch ein Filter, das Spannungen mit einer Frequenz von 50 Hz unterdrückt, kann nun der Einfluß störender Wechselfelder in einem für die Praxis hinreichenden Ausmaß beseitigt werden. Bei Versuchen in einer Textilfabrik zeigte es sich, daß ein Verstärker ohne Filter eine Störspannung von ungefähr 16 V lieferte, die durch in der Nähe aufgestellte Motoren entstand. Die Spannung infolge eines vorbeibewegten Eisenteilchens betrug ungefähr 15 V. Nach Anbringung des Filters betrug die Störspannung nur noch 1,2 V.

Die Unterdrückung von Störspannungen kann noch erheblich verbessert werden durch magnetische Abschirmung des Filters, wodurch verhindert wird, daß die störenden Felder in der Filterspule Spannungen induzieren. Die Praxis hat jedoch gezeigt, daß auch ohne Abschirmung das Verhältnis zwischen der gewünschten Spannung und den

[3]) Die Wirkungsweise kann als die eines riesenhaften Wiedergabekopfes eines Tonbandgerätes aufgefaßt werden, wobei jedoch der remanente Magnetismus nicht im Band, sondern im Kopf vorhanden (und konstant) ist.

Störspannungen in nahezu allen Fällen genügend groß ist. Wir erwähnen noch die Störspannung, welche auftrat, als ein Eisenmeldegerät, wie wir es hier beschrieben haben, in verschiedenen Entfernungen von einem vollbelasteten Motor von 2,5 PS angeordnet wurde. In Entfernungen von 30 cm, 50 cm und 100 cm betrug die von dem Verstärker mit Filter gelieferte Spannung 8 V, 5 V bzw. 1 V.

Es hat sich in der Praxis als notwendig erwiesen, beim Montieren eines Eisenmeldegerätes auf einer Maschine den Schalter für den Motor mit einem Kondensator zu überbrücken. Wird diese Maßnahme unterlassen, so kann es vorkommen, daß beim Einschalten des Motors ein solcher Spannungsstoß entsteht, daß das Metallmeldegerät den Motor unmittelbar wieder ausschaltet oder die Warnvorrichtung in Betrieb setzt. Durch die Anbringung eines Kondensators mit einer Kapazität von ungefähr 0,1 μF kann dies jedoch in nahezu allen Fällen verhindert werden.

Da auch durch mechanische Schwingungen in den Spulen leicht Spannungsstöße entstehen können, empfiehlt es sich, das Ganze oder wenigstens die Polschuhe mit permanenten Magneten und Spulen auf federnden Stützen zu montieren.

Die Empfindlichkeit.

Die Höhe der in den Spulen induzierten Spannung nimmt mit der Geschwindigkeit, mit der ein Eisenteilchen an dem Spalt zwischen den Polschuhen vorbeigeführt wird, und mit der Größe dieses Teilchens zu. Um einen Eindruck von der Empfindlichkeit zu vermitteln, ist in Abb. 8 der Scheitelwert des Spannungsstoßes, der an der Ausgangsseite der Röhre T_2 erhalten wird, wenn ein Eisenteilchen von 7 mg sich in einem Abstand von 3 mm am Spalt vorbeibewegt, als Funktion der Geschwindigkeit dieses Teilchens aufgetragen. Abb. 9 gibt das Gewicht

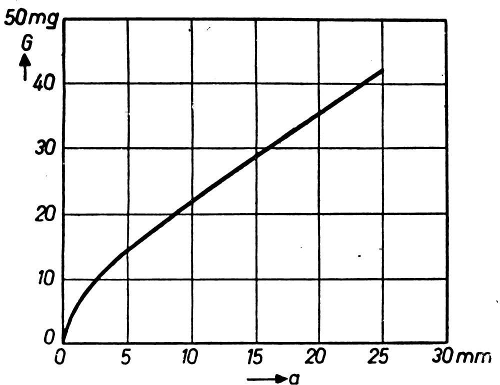


Abb. 9: Graphische Darstellung des Gewichtes G eines Eisenteilchens, das mit einer Geschwindigkeit von 15 m je Minute am Spalt zwischen den Polschuhen vorbeigeführt werden muß, um an dem Ausgang der Röhre T_2 (siehe Abb. 7) einen Spannungsstoß mit einem Scheitelwert von 1,5 V hervorzurufen, als Funktion des Abstandes a dieses Teilchens von dem Spalt. Die Breite des Spaltes war hierbei 5 mm.

eines Eisenteilchens in Abhängigkeit von dem Abstand, in dem es am Spalt vorüberbewegt werden muß, um am Ausgang von T_2 einen Spannungsstoß von 1,5 V hervorzurufen. Die Geschwindigkeit der verschiedenen Teilchen war hierbei konstant, nämlich 15 m/min.

Bei der von uns gewählten Ausführung sind die Röhren T_1 und T_2 mit dem Filter und den dazugehörenden Schaltelementen mit den Magneten, Spulen und Polschuhen zusammengebaut. Das Thyratron mit dem Relais und der hierzu gehörenden Schaltapparatur sind in einem gesonderten Kasten untergebracht. Hierfür kann ein eletronisches Relais benutzt werden. Die Speisespannungen für den Verstärker können in diesem Fall auch von diesem elektronischen Relais geliefert werden. In Abb. 10 ist zu sehen, in welcher Weise ein Eisenmeldegerät auf einer Textilmaschine montiert werden kann.

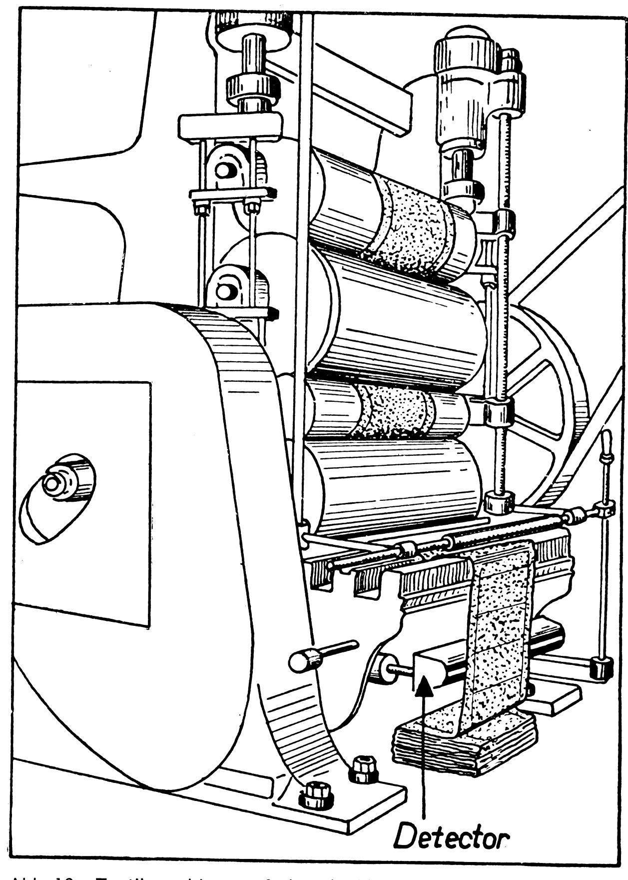


Abb. 10: Textilmaschine, auf der ein Eisenmeldegerät montiert ist.

Andere Anwendungen von Eisenmeldegeräten.

Außer zum Schutz von Textilmaschinen gegen Eisenteilchen kann das beschriebene Gerät auch dazu benutzt werden, ein Warnzeichen zu geben oder die Maschine auszuschalten, wenn eine Unebenheit im Gewebe, z. B. eine Naht, am Spalt liegt. Zu diesem Zweck läßt man dann auf dem Stoff an der Stelle des Spaltes zwischen den Polschuhen ein weicheisernes Rädchen laufen. Hat der Stoff eine konstante Dicke, so bleibt der Abstand zwischen dem Spalt und diesem Rädchen konstant. In den Suchspulen wird dann keine Spannung induziert. Bewegt sich jedoch eine Unebenheit im Stoff vorbei, so ändert sich der erwähnte Abstand und entsteht in den Spulen ein Spannungsstoß.

Auch außerhalb der Textilindustrie kann die Anwendung eines Eisenmeldegerätes in Betracht kommen, wenn es sich darum handelt, das Vorbeiziehen eiserner Gegenstände anzuzeigen. Betrifft es große Gegenstände, so ist dies mit der beschriebenen Anlage noch bei einem Abstand von den Polschuhen von z. B. 1 m oder sogar mehr möglich. So wird man das Gerät für die Zeitnahme bei sportlichen Wettkämpfen, zur Sicherung und Signalgebung beim Straßenverkehr, bei Lifts und anderen Transportsystemen benutzen können. Eine spezielle Anwendung, die hierunter fällt, ist auch die Zählung vorbeibewegter Gegenstände, vor allem, wenn die „visuelle" Zählung mit Hilfe einer Photozelle durch Nebel oder durch Dampfwolken behindert wird. Ein solcher Fall kommt z. B. in der Konservenindustrie vor, wenn man die auf einem Förderband transportierten Dosen zu zählen wünscht. In den Anodenkreis des Thyratrons muß dann ein Zählwerk eingeschaltet werden. Bei dieser Anwendung tritt eine Besonderheit auf, die eine kleine Änderung in der Schaltung (Abb. 7) erforderlich macht und die wir zum Abschluß noch kurz besprechen wollen.

Bei Verwendung eines Zählwerkes muß das Thyratron natürlich unmittelbar nach der Zündung wieder gelöscht werden. Man kann dies mit Hilfe eines Relais erreichen, das beim Ansprechen mit einer geringen Verzögerung[4]) den Anodenkreis unterbricht

(Schluß auf der nächsten Seite unten)

[4]) Diese Verzögerung ist nötig, weil beim Vorbeiziehen eines eisernen Gegenstandes, der nicht sehr klein ist, oft mehr als ein einziger Spannungsstoß entsteht. Man muß also verhindern, daß das Zählwerk bei manchen Gegenständen mehrmals anspricht.

und beim Abfallen ebenfalls mit einiger Verzögerung diesen Kreis wieder schließt. Eine Schwierigkeit entsteht dann jedoch im Zusammenhang mit der Tatsache, daß ein Spannungsstoß, der durch einen an den Polschuhen vorbeibewegten eisernen Gegenstand hervorgerufen wird, aus Komponenten mit sehr niedrigen Frequenzen besteht. Dadurch ist man genötigt, den Kopplungskondensatoren in den Verstärkerstufen eine ziemlich große Kapazität zu geben. Nach Durchschlag des Thyratrons wird durch den Ionenstrom der Kondensator C_1 bis zu einem Teil der Lichtbogenspannung aufgeladen. Wird nun durch Unterbrechung der Anodenleitung das Thyratron gelöscht, so muß dieser Kondensator über den Widerstand R_1 entladen werden. Der hohe Wert des Produktes $R_1 \cdot C_1$ ($C_1 = 0{,}22\ \mu$F und $R_1 = 2{,}2$ MOhm) hat zur Folge, daß nach dem Erlöschen des Thyratrons eine Zeit von ungefähr 1 sec verstreicht, bevor C_1 nahezu gänzlich entladen ist. Wird der Anodenkreis wieder geschlossen, noch ehe letzteres der Fall ist, so tritt infolge der noch auf dem Gitter liegenden positiven Spannung von neuem Durchschlag dieser Röhre auf, und zwar auch ohne daß dem Gitter ein positiver Spannungsimpuls zugeführt wird. Dies wäre ein Hindernis für die hier in Rede stehende Anwendung, und gegebenenfalls auch für andere, bei denen das Thyratron schnell hintereinander ein- und ausgeschaltet wird. Eine einfache Lösung wird hier dadurch gefunden, daß man in die Leitung zwischen den in Abb. 7 mit p und q bezeichneten Punkten eine Kristalldiode aufnimmt, die so gepolt ist, daß die Durchlaßrichtung des Stromes von p nach q verläuft. Ein positiver Spannungsimpuls wird dann nahezu ungehindert nach dem Gitter des Thyratrons durchgegeben. Um den Kondensator C_1 nach Durchschlag des Thyratrons wieder aufzuladen, ist es jedoch nötig, daß ein Strom durch die Kristalldiode entgegengesetzt der Durchlaßrichtung fließt. Hierdurch wird die Zeit, die verläuft, bevor C_1 geladen ist, ziemlich lang. Bei Anwendungen, bei denen das Thyratron schnell hintereinander gezündet und gelöscht wird, wird es nun nicht möglich sein, daß C_1 bis zu einem Teil der Lichtbogenspannung aufgeladen wird, womit die oben beschriebene Schwierigkeit behoben ist.

(Nach Philips' Technischer Rundschau, Heft 1, 15. Jg.)

(Schluß von Seite 375)

EIN NEUES

Hochvolt-Universalmeßgerät

einem weniger empfindlichen Punkt des Universal-Shunts verbunden (200 μA entsprechen 5000 Ohm/Volt), da sonst die Werte der eingebauten Vorwiderstände zu groß würden (sie betragen jetzt schon 5 bzw. 12,5 Ohm).

Bei der Widerstandsmessung arbeiten die Empfindlichkeit — bedingt durch den Trokkengleichrichter — geringer (2000 Ohm/V).

Die beiden Gleichrichterelemente bilden mit dem Universalshuntkreis eine Brückenschaltung, die eine Vollweggleichrichtung ermöglicht.

Bei der Widerstandsmessung arbeiten die ersten beiden Bereiche (x1 und x100) mit der eingebauten Batterie e (1,5 V), für den Bereich x1000 ist eine getrennte Spannungsquelle von 12 bis 15 V erforderlich. Die mit zunehmendem Verbrauch der Batterien ab-

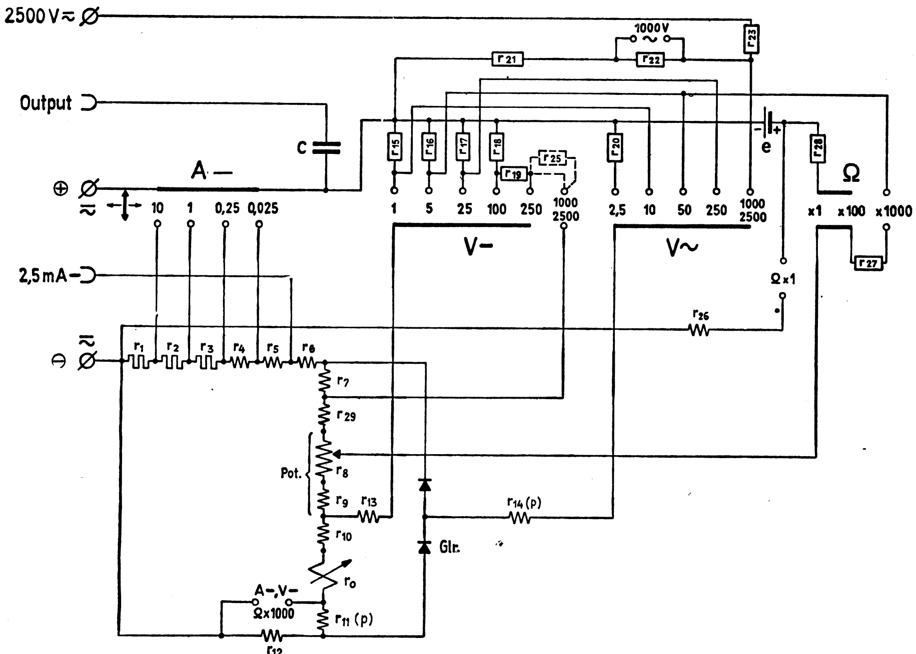


Abb. 4: Die Schaltung des Goerz Universal HV. Links oben die Eingänge des Gerätes, drei Universalklemmen und zwei Steckbuchsen. Normal erfolgt der Anschluß an den beiden mit + und — bezeichneten Universalklemmen. Der Anschluß des 2500-Volt-Bereiches erfolgt an einer dritten roten Universalklemme, einerseits um die Warnung „Achtung, Hochspannung!" zu unterstreichen, anderseits um bei dem hohen Meßkreiswiderstand von 12 500 000 Ohm isolationstechnisch einwandfreie Verhältnisse zu erreichen. Zum Bereichumschalter gehören auch noch die parallel zu r_{12} und r_{22} und in Serie zu r_{26} liegenden Kontakte. Die danebenstehenden Angaben, z. B. 1000 V ~, bezeichnen die Schalterstellung, bei der die Kontakte geschlossen sind. Weiters bedeuten: r_0 ... Meßwerk; Pot ... Potentiometer; Glr ... Gleichrichter, Type Gl 405 M 21, Nennstrom 5 mA, 230—270 Ohm bei 1 mA Vorstrom je Zelle, 0—4 μA bei 250 mV Sperrspannung je Zelle; e ... Batterieelement 1,5 V; c ... Kondensator 0,2 μF, ± 1 %, Betr.-Sp. 500 V—; p ... Abgleichwiderstände für Wechselstrom.

Stückliste zur Schaltung:

Bez.	Widerstd.	Bez.	Widerstd.	Bez.	Widerstd.	Bez.	Widerstd.	Bez.	Widerstd.
$r_0 + r_{10}$	360 Ohm	r_5	58, 32 Ohm	r_{11}	250 Ohm	r_{17}	500 kOhm	r_{23}	5 MOhm
r_0	max. 350 Ohm	r_6	360 Ohm	r_{12}	425 Ohm	r_{18}	2 MOhm	r_{25}	0 bis 100 kOhm
r_1	0,0162 Ohm	r_7	380 Ohm	r_{13}	676 Ohm	r_{19}	3 MOhm	r_{26}	202 kOhm
r_2	0,1458 Ohm	r_8	1070 Ohm	r_{14}	250 Ohm	r_{20}	4 kOhm	r_{27}	100 kOhm
r_3	0,486 Ohm	r_9	1070 Ohm	r_{15}	19 kOhm	r_{21}	2 MOhm	r_{28}	19 kOhm
r_4	5,832 Ohm	r_{10}	10 bis 100 Ohm	r_{16}	100 kOhm	r_{22}	500 kOhm	r_{29}	1345 Ohm

Die Wechselspannungsbereiche sind zu einer eigenen Gruppe des Umschalters zu sammengefaßt, wodurch ein zusätzlicher Gleich-Wechselstrom-Umschalter überflüssig wird, ein Vorteil, der nicht nur bei jeder Messung einen Handgriff erspart, sondern vor allem die Möglichkeiten der Fehlbedienung herabsetzt.

sinkende Spannung wird für alle Bereiche durch das im Shuntkreis liegende Potentiometer (r_8, r_9) ausgeglichen.

Zur Erweiterung der Spannungsmeßbereiche auf 15 000 V— dient ein in einen Meßkopf (Prüfspitze) eingebauter Vorwiderstand. Dieser wird, je nach Bedarf, an die „—"- oder „+"-Klemme angeschlossen. Der Meßbereichumschalter kann dabei in einer beliebigen Stellung zwischen 1 und 100 V— stehen. Das Gerät arbeitet dabei mit der größten Empfindlichkeit von 20 000 Ohm/V, um die Belastung der Spannungsquellen ge-

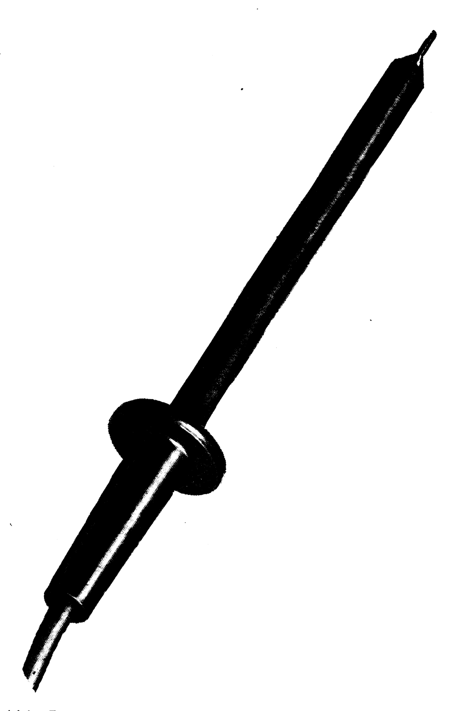


Abb. 5: Der Hochspannungsmeßkopf ist im Prinzip eine Prüfspitze mit eingebautem Vorwiderstand. Bei der hohen Empfindlichkeit des Gerätes von 20 000 Ohm/Volt und dem hohen Bereich von 15 000 Volt muß er 300 MOhm sein. Er liegt also schon im Grenzgebiet zwischen Leiter und Isolator. Dabei dürften seine Abmessungen nicht zu groß sein, um die Prüfspitze handlich gestalten zu können. In Zusammenarbeit mit der Firma Ingelen wurde ein eigener Spezialwiderstand entwickelt, der auch diese extremen Forderungen noch einwandfrei erfüllt. (Werkphoto Goerz.)

ring zu halten. Bei dieser hohen Empfindlichkeit und der hohen Spannung ist ein Vorwiderstand von 300 000 000 Ohm erforderlich. Eine ganz respektable Größe. Dazu kommt noch, daß seine Abmessungen, soll er aus Sicherheitsgründen in die Prüfspitze eingebaut werden, nicht zu groß sein dürfen. Aus Sicherheitsgründen ist der Maßkopf für 15 kV so konstruiert, daß der ganze Spannungsabfall in der Prüfspitze selbst vor sich geht und der Handgriff daher — bei angeschlossenem Instrument — normalerweise nur an der Niederspannung liegt. Außerdem ist er mit einer soliden Schutzleitung versehen, die das Verbindungskabel und den Handgriff vollkommen von der eigentlichen Meßleitung abschirmt. Bei unsicheren Erdungsverhältnissen in dem zu prüfenden Kreis empfiehlt es sich immer, diese Schutzleitung verläßlich zu erden und das Meßinstrument selbst nicht zu berühren.

Mit dem Universal HV wurde für die Praxis der modernen Elektronik ein neues, wertvolles Hilfsmittel geschaffen, das sicher bald allgemeine Anerkennung finden wird. Auch jene „uralten" Praktiker, die bisher Spannungen grundsätzlich nur mit dem feuchten Finger gemessen kaben, werden bei 15 000 Volt das Universal HV vorziehen.

Dipl.-Ing. Otto Flögl.

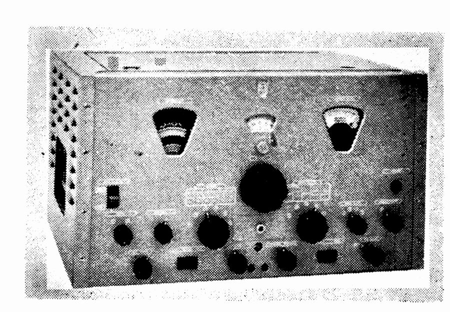
● **(MT)** Unter der Bezeichnung **„Resonanzmeter"** brachte Grundig ein Grid-Dip-Meter heraus. Dieses besteht aus einem kleinen Röhrenoszillator, dessen Gitterstrom an einem Instrument angezeigt wird. Durch Annähern des Gerätes an einen anderen Kreis *und* Abstimmung auf Resonanz wird dem Oszillator Energie entzogen. Dadurch geht dessen Gitterstrom zurück. Das Instrument zeigt dementsprechend im Resonanzfall eine Einsattelung nach Null zu. Das Resonanzmeter erlaubt durch Steckspulen das Überstreichen von sechs Bereichen (LW bis UKW) und ist außerdem noch als einfacher Prüfsender (mit dem Netzton moduliert) und Audionempfänger zu verwenden.

BX 925 A — ein Kommunikationsempfänger mit vielen bemerkenswerten Eigenschaften

(Empf, X) Von Philips wurde ein neuer Kommunikationsempfänger entwickelt, der hauptsächlich für den kommerziellen Funkverkehr gedacht ist, sicherlich aber auch in der Funkbude manches Radioamateurs, der nicht zu sehr auf seinen Geldbeutel schauen muß, Verwendung finden wird. Der Empfänger erlaubt die Empfangsarten A 1 (Telegraphie), A 2 (tönende Telegraphie) und A 3 (Telephonie). Mit Hilfe von Zusatzeinheiten ist es möglich, Mehrfach-, Frequenzumtastungs- (F 1-) und Einseitenband- (A 3 a-, A 3 b-) Empfang zu erzielen. Der kontinuierlich überstrichene Frequenzbereich reicht von 210 bis 540 kHz und von 1,45 bis 32 MHz und ist folgend unterteilt:

1. 210 bis 540 kHz,
2. 1,45 bis 3,6 MHz,
3. 3,5 bis 9,1 MHz,
4. 9,1 bis 13,7 MHz,
5. 13,7 bis 20,7 MHz,
6. 20,7 bis 32 MHz.

Interessant ist, wie das Problem der Schnellabstimmung gelöst wird. Der Antrieb des Abstimmkondensators erfolgt normalerweise über eine Untersetzung. Beim Hineindrücken des Abstimmknopfes und gleichzeitigen Drehen nach links oder rechts wird die Motorabstimmung eingeschaltet. Ist die gewünschte Frequenz nahezu erreicht, so läßt man den Abstimmknopf los. Anschließend wird die Feinabstimmung von Hand aus vorgenommen. Außer der in MHz geeichten Hauptabstimmskala ist eine Feinabstimmskala für mechanische Banddehnung eingebaut. Auch eine Abstimmverriegelung an der Frontseite ist vorgesehen.



Die Außenansicht des BX 925 A. Er stellt ein Spitzengerät seiner Klasse dar. Seine Empfindlichkeit, Trennschärfe und Betriebssicherheit entsprechen den höchsten Anforderungen, die an ein solches Gerät gestellt werden können.

Arbeitet man öfters mit fixen Frequenzen, so kann durch einsteckbare Quarze jede beliebige feste Frequenz in einem der sechs Bereiche gewählt werden. Herausgeführte Klemmen ermöglichen es, den Oszillatorstrom zu messen. Steht der Zeiger des Meßgerätes auf dem Maximalwert, so ist dies ein Zeichen dafür, daß der Oszillator richtig schwingt.

(Schluß auf Seite 400)

Photo-Glimmrelais

(Rö, Li) Seit vielen Jahren ist bekannt, daß Glimmröhren, die zum Zwecke der Herabsetzung ihrer Zündspannung mit sogenannten aktivierten Elektroden versehen sind, stets eine gewisse Lichtempfindlichkeit aufweisen. Dies macht sich dadurch bemerkbar, daß bei mehr oder minder kräftiger Beleuchtung — vor allem mit energiereicherem, kurzwelligem Licht — die Zündung schon bei etwas niedrigerer Spannung einsetzt als ohne Beleuchtung. Unter besonderer Ausbildung dieses Effektes wurde schon vor mehr als zwanzig Jahren von J. Nienhold im DRP. 395757 ein entsprechendes Photo-Glimmrelais bemerkenswerter Empfindlichkeit angegeben, doch kamen nennenswerte Stückzahlen nie in den Handel. Unter der Bezeichnung GRL 200 kam nun neuerdings eine durchaus brauchbare Ausführung eines solchen Photo-Glimmrelais heraus. Dieser neue Typ besitzt etwa die Größe eines kleinen Fingers, ist also nur unwesentlich größer als beispielsweise eine Signal-Glimmlampe, und enthält zwei Elektroden, die je nach Wahl oder Erfordernissen beliebig Kathode oder Anode sein können. Die Dunkel-Zündspannung liegt bei allen Exemplaren zwischen 200 und 300 V, im allgemeinen indessen zwischen 200 und 240 V. Im hellen Sonnenlicht sinkt die Zündspannung um etwa 130 V, bei Beleuchtung mit 40 Lux (Tageslicht) um etwa 30 V. Um auch bei künstlicher Beleuchtung, z. B. mittels Glühlampe, eine möglichst große Empfindlichkeit zu erzielen, ist irgendeine Optik am Platze. Man wird also z. B. entweder die Röhre im Brennpunkt eines Hohlspiegels oder die Lampe hinter einer Linse anordnen. Da die Brennspannung der gezündeten Glimmröhre 80 bis 110 V beträgt und ein Dauerstrom von 6 mA zulässig ist, steht eine Schaltleistung von wenigstens 0,6 W zur Verfügung, und das ist immerhin so viel, daß sich schon recht robuste Relais unmittelbar betätigen lassen. Bei kurzzeitigem Betrieb darf übrigens der Strom bis zu 20 mA betragen, womit sich also auch die Schaltleistung entsprechend erhöht. Die Röhre wird ohne Vorwiderstand geliefert, der nur dann zusätzlich notwendig wird, wenn der Widerstand *des im* Stromkreis liegenden Relais nicht ausreicht, den Strom jeweils auf die genannten Werte zu begrenzen. Das Photo-Glimmrelais bietet eine denkbar einfache Möglichkeit, die verschiedenartigsten lichtelektrischen Steuerungen durchzuführen. — Hersteller: Elektro-Röhren-Ges. m. b. H. in (20) Göttingen.

Ein vielseitig verwendbarer Magnetpolanzeiger

(Mag, Elt) Bei Dauer- und Elektromagneten verschiedenster Art ist es oftmals notwendig, die magnetische Polarität und etwa auch den Verlauf des Feldes zu bestimmen. Auch für das Zusammenschalten von Wicklungen, die Kontrolle von Kontakten und in anderen Fällen ist eine Magnetpolprüfung ein einfaches Hilfsmittel. Bisher bediente man sich in solchen und anderen Fällen oftmals eines Kompasses, der leider einige Nachteile hat. So wird die Nadel schon bei geringen Erschütterungen unruhig und erschwert damit die beabsichtigte Kontrolle. Bei starken Magnetfeldern kann die Nadel auch leicht entmagnetisiert oder gar auch ummagnetisiert werden. Ferner kommt man mit einem Kompaß wegen seiner Form und Größe oft nicht nahe genug an die Magnetpole heran. Alle diese Nachteile fallen bei einem kürzlich herausgekommenen neuartigen Magnetpolprüfer fort. Hierbei befindet sich ein kleiner scheibenförmiger Magnet leicht drehbar in einem kleinen und handlichen Kunststoffgehäuse. Der Magnet bewegt sich unter einem kleinen Fenster des Gehäuses und seine Pole sind durch ein „N" bzw „S" gekennzeichnet. Nähert man die Spitze des Gerätes irgendeinem Magnetpol, so erscheint im Fenster das „N" oder das „S", je nachdem, auf welchen Magnetpol die Gerätspitze gerade deutet. Da der Magnet nicht aus irgendeinem Stahl, sondern aus Oxyden besteht (Oxyd- oder „keramischer" Magnet), ist eine denkbar große Unempfindlichkeit gegenüber jeglichen entmagnetisierenden Einflüssen gegeben. Die Empfindlichkeit des neuen Magnetpolanzeigers ist so groß, daß der Magnet auch auf das Erdfeld „anspricht". Hält man die Gerätspitze daher in die Richtung zum geographischen Nordpol, so erscheint im Fenster das „S", da sich ja der magnetische Südpol der Erde in der Nähe des geographischen Nordpols befindet. Der Magnetpolanzeiger ist nicht nur für die obenerwähnten Zwecke und damit in den verschiedensten Werkstätten usw. verwendbar, sondern er kann z. B. auch dazu dienen, den genauen Verlauf etwa in Wänden verlegter Eisenrohre zu bestimmen. Hersteller: Deutsche Edelstahl-Werke AG., Magnetfabrik Dortmund. N.

Allen unseren Freunden
EIN FROHES WEIHNACHTSFEST
sowie
ein **glückliches, gesundes** und **erfolgreiches**
NEUES JAHR 1954!

Fassung für LD 15	3,—
RWR-Selektor, Wellenfalle für RWR	5,—
Einbau-Drucktaster, massiv, ausgeb.	2,—
Tel.-Taster mit 1 AK auf Winkel	2,50
Signal-Leuchte mit Lämpchen, ausgeb.	3,50
Kleine Akku-Ladeklemme	2,50
Hufeisen-Magnet, Induktor-Magnet	6,—
Tel.-Summer, 12 bis 24 V	6,—
Zahnradsatz (Getriebe), sehr klein	4,—
Kurbel-Induktor, 3lamellig, m. K.	25,—
Paketschalter, 250 V / 10 A, 3stufig	15,—
Schnellspanner-Ban.-Stecker	1,90
Spezial-Ban.-Stecker für 3- und 4-mm-Buchsen für Normal und UKW	1,80
Widerstands-Sortiment mit 40 diversen Widerstd. in brauchbarsten Werten	16,—
Rollkond.-Okk.-Sortiment mit 50 Stück RK-Okka in mind. 15 div. Werten	10,—
Buchsenplättchen, 5polig, viereckig	—,50
UKW-Flachstecker, weiß	3,80
VE-Skalentrieb mit gelber Skala	2,50
Strommesser, Neuberger, 0 bis 500 mA, Kl. 1,5, Flansch-Durchm. 65 mm	36,—
Dreh-Pot., 50 kOhm, mit langer Achse	6,—
Drehfeld-Anzeiger, kleine Type, ausgb.	15,—
neu	30,—
dazu **Becherkond.** z. Phasenverschiebg. 8 St. 4 uF, **zusammen**	16,—
Drossel, 1000 Ohm, 22 x 30 cm / 2	12,—
Sirutor	1,80
Zerhacker-Patrone, W. Gl 2,4 a, mit Fassung	19,50
Dreh-Kippschalter mit 6-mm-Achse: 1poliger Umschalter	18,70
2poliger Ausschalter	19,30

BOSCH-METALL-PAPIER-BECHERKOND.:	
1 uF / 250—450 V, MP, 30.25.25	4,50
4 uF / 250—750 V, MP, 45.25.50	10,—
BECHERKOND. in dichter Ausführung:	
4 uF / 250—750 V 45.35.55	6,—
2 uF / 500—1500 V, 45.35.55	5,—
2 uF / 250—750 V, 45.23.54	4,—
1 uF / 160 V, 31.27.31	3,50
NORMALE BECHERKOND.:	
6 uF / 500—1500 V, 70.45.53	7,50
4 uF / 500—1500 V, 75.45.50	6,50

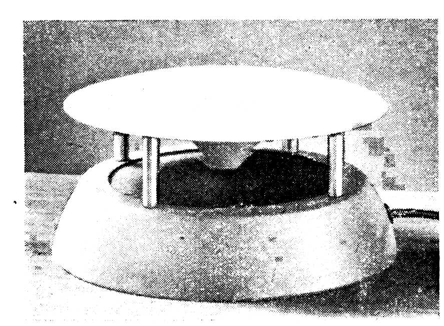
Luft-Drehkond., gekapselt, Callit-Achse m. Zahnrad, 2 x 27 pF plus 1 x 80 pF	18,—
Massiver Blechkasten, 290 x 180 x 210 mm, mit Klappdeckel und Traggriff, innen dreigeteilt, nur	10,—
Kfz-Ladegerät, kompl., in vorbeschriebenem Blechkasten, mit 2 m langem Gummikabel s. Kfz-Stecker, 1 Spg.-Messer, 0—4 V, 1 Drehkippschalter, 2 Stromregel-Röhren, 1 Prüfkabel, 2 Zw.-Lämpchen und diverses Kleinmaterial, **zum Ausschlachten** höchst preiswert	38,—
Großer, schwerer **mechan. Bauteil** mit 24-Volt-Gleichstrommotor, Getriebe, 2 Spindeln und div. int. Zubehör, nur zum Ausschlachten	135,—
WECHSELSTROM-PLATTENSPIELER-CHASSIS für normale Platten, Fabriksgarnitur	420,—
KUNSTSTOFF-TONBÄNDER, gebraucht, gestückelt, gelöscht, per 1 Rolle zu ca. 1000 m, auf Bobby:	
Type für 19 u. 38 cm/sec	125,—
Type für 38 u. 76 cm/sec	90,—
MATERIALSATZ f. FF-TELEPHON, pro Station, ausschließlich d. Selbstbauteile	75,—

Preise freibleibend ab Wien — Postversand exakt und prompt per Nachnahme.



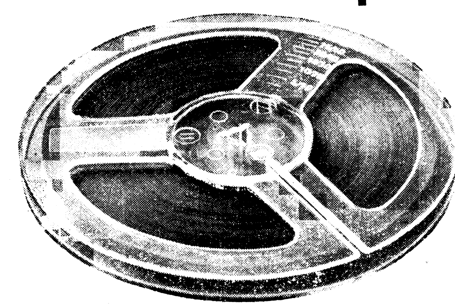
DER NEUE

FELS-Rundstrahler



kann auch Ihnen, bedingt durch seine Kreis-Charakteristik, den vollen Genuß der Raumakustik vermitteln.
Idealer Tischlautsprecher für Tonband-, Schallplatten- oder Radiowiedergabe.
TL 165 für 4 Watt **Preis 296,—**

360 m
FELS-Tonbandspule



mit großem Einfädelschlitz, max. Bandmenge bis ca. 380 m je nach Bandstärke, mit Minutenskala für 9,5 und 19 cm/sec. und Schriftfeld für Notizen. Dreizackaufnahme.
Aus glasklarem Kunstharz **Preis S 16,80**

Für den anspruchsvollen Tonbandamateur:
Die neuen FELS-Miniatur-TONBANDKÖPFE für Halbspur • Preis S
Kombinierter Kopf 79,—
Abschirmhaube hiezu aus Mumetall 39,—
Löschkopf 76,—
ferner die beliebten FELS-Präzisions-Ringkernköpfe für Normalspur je nach Type von S 130,— bis 148,50.

Original-PAPST-Außenläufermotoren
prompt ab Lager lieferbar.

Motor für Getriebelaufwerke:
KL 50 D mit 2650 U/min. Preis S 346,—
Tonmotoren mit eingeschliffener Tonrolle

für Bandgeschwindigkeit	Type	Preis S
19 cm/sec.	K 75 O	830,—
19/38 cm/sec.	K 75 E/O	924,—
9,5 cm/sec.	K 75 Q	970,—
9,5/19 cm/sec.	K 80 F/Q	1117,—

EIN RECHT FROHES WEIHNACHTSFEST
UND PROSIT 1954
allen unseren geehrten Kunden wünscht



JOS. FELS Wwe.
Werkstätten für Präz.-Mechanik
WIEN II, Taborstraße 22
Telefon R 40-4-67

Radio-Elektro
ERWIN HEITLER & Co.
WIEN VII, NEUBAUGASSE NR. 26
TELEPHON B 35-4-57

Die Bezugsquelle für den Radioamateur!
Prompter Provinzversand
Sachgemäße Bedienung
Eine kleine Auswahl aus dem reichsortierten Lager Zwischenverkauf vorbehalten

Wir wünschen unseren Kunden viel Erfolg im neuen Jahr!

UKW-ZF-Trafo, 10,7 MHz, 26,50; Ratiodetektor-Spule, 23,—; Zweifach-UKW-Drehkond., 2 x 15 pF, ker. Isol., 32,—; Philips-AM/FM-zweifach, 2 x 500 plus 2 x 32 pF, 75,—; 300-Ohm-Kabel, per m 2,25; Trolitulflachstütze hiezu, 1,40; Pendlerabstimmaggregat, 49,—; Zehetner-Einbau-Mischstufe, inklusive Ist. ZF-Trafo, 220,—; UKW-Blitzschutz etc.

UKW- und KW-Röhren: LD 2, 15,—; LD 15, 22,—; LG 1, 9,—; 6 AL 5, 12,—; RL 2,4 T 1, 2,50; zweite Wahl, ECH 81, 30,50; HCH 81, 30,50; EABC 80, 30,—; ECC 81, 36,—; EF 85, 30,50; EL 84, 24,—; EC 92, 22,50; keramische Sockel für Miniatur-Noval und -Rimlock lagernd.

Drehkond., gefräst, 280 pF, 11,50; 30 plus 30 plus 90 pF, abgeschirmt, 18,—; 3 x 28 pF, 18,—; Philips-Kleintype, 2 x 500 pF, 33,—; Modell 2, noch kleiner, 38,—; zweifach, Industrie, 2 x 500 pF, 22,—; Siemens-Dreifach-Kond., 36,—.

Netztrafo, prim. 220 V, sek. 1 x 750 V, 4 V, 4 V, 35,—; 2 x 250 V, 50 mA, 4 V, 4 V, 58,—; Liliput-Trafo f. Kleinstgeräte, 220 V, sek. 200 V, 20 mA, 6,3 V, 0,84 V, 0,8 V, 58,—; Normaltrafo, 110/220 V, 2 x 250 V, 60 mA, 6,3 V, 2,5 A, 4 V, 1 A, 98,—.

Wechselgleichrichter, 2,4 V, s. Sockel, 19,50; Trafo hiezu, 52,—.

Mikrophone: Dynamisches Tischmikrophon samt Trafo, 380,—; Dyn. Handmikrophon KMA, beste Lautstärke, ohne Trafo, 420,—; Kristall-Mikrophonkapsel, 87,—.

Benützen Sie diese Gelegenheit: Dynamisches Tauchspulenmikrophon, Einbausystem, aussenzentriert, 10 Ohm Imped., 8 cm Durchm., Einbautiefe 5,3 cm, solange Vorrat, S 96,—; Ia, hervorragend als Kleinlautsprecher verwendbar!

Ausgangstrafo für Gegentakt, prim. f. zweimal 2 AD 1, sek. 200 Ohm, 15 Ohm, Größe 9 x 10,5 x 5 cm, 30,—; Anpaßtrafo, prim. 200 Ohm, sek. 6 Ohm, 30,—; jeder Trafo allein als Eisenkern preiswert!

Kathodenstrahlrohr, AEG, HR 1, 6 cm Schirm, 4 V, 1 A, 500 V, EA, 140,—; Philips-DN 7/2, 225,—.

Becherkondensatoren: 1 uF, 350 V, 1,50; 1 uF, 500/1500 V, 2,—; 2 uF, 350/1 kV, 3,50; 2 x 2 uF, 350/1 kV, 6,—; 4 uF, 160 V, 1,—.

Meßinstrumente: 40 mm Durchm., Voltmeter, 3/150 V, 18,—; 63 mm Durchm., 5 mA, 29,50; 1-mA-GW-Drehsp. mit Gleichrichterr., 130 mm Durchm., 120,—.

Elkos: 8 uF, 500 V, 12,—; 25 uF, 500 V, 16,—; 2 x 16 uF, 300 V, 13,50; 2 x 25 uF, 350 V, 15,—; 2 x 32 uF, 300 V, 19,50; 2 x 40 uF, 21,—; 2 x 50 uF, 25,—; 2 x 25 uF, 500 V, 25,—.

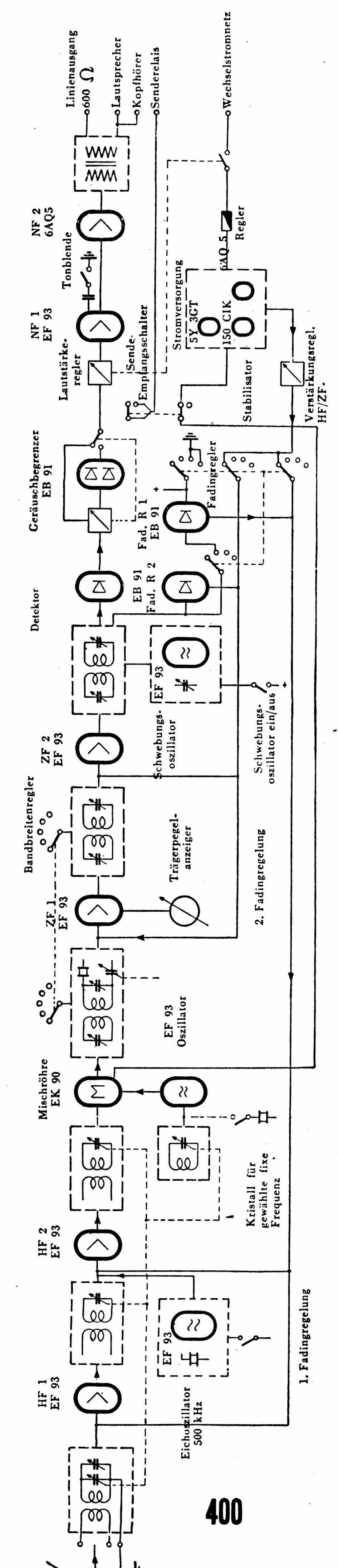
Lautsprecher, elektrodynam., 4 Watt, Hegra-Lautspr., 25,—; permdyn., 170 mm Durchm., 3 Watt, Schrack, 35,—; 4 Watt, 220 mm Durchm., 65,—; 10 Watt, perm. Lautspr., Ia, große Type, 190,—, solange Vorrat.

Gleichrichter: Sirutor, 2,50; SAF-Säule, 2 bis 5 mA, 12zellig, 8,—; 220 V, 60 mA, Säule, 25,—; 200 V, 60 mA, 21,—; 220 V, 125 mA, 25,—; 110 V, 125 mA, 19,50; Graetz-Schaltung, 20 V, 0,3/0,4 A, 10,—; 20 V, 0,8 A, 19,50; 20 V, 2,4 A, 84,—; 20 V 5 A, 155,—; 28 V, 1 bis 2 A, 42,—; 42 V, 1 bis 2 A, 69,—.

Siccatropkond., 5000 pF, 125 V, 10 000 pF, 110/330 V, je —,80.

Ausgangstrafo, Philips, 7 kOhm / 4 Ohm, 10,—; diverse Typen, 10 kOhm / 4 Ohm, 10,—; 4,5 kOhm / 2,3 Ohm, 7 kOhm / 2,3 Ohm, je 16,—.

Elt
Emp
Li
Mag
MT
.Rö
X



(Schluß von der Seite 398)

Ein besonderer Schalter ermöglicht folgende Einstellungen:

a) der Oszillator arbeitet normal;
b) der Oszillator ist quarzgesteuert;
c) der Oszillator arbeitet normal und Fremdsynchronisierung ist möglich;
d) der Oszillator ist quarzgesteuert zur Synchronisierung des Oszillators eines anderen Gerätes.

Die Zwischenfrequenz beträgt 735 kHz.

Meßwerte.

Die Empfindlichkeit ist größer als 3 μV bei 400 Ohm für ein Signal-Rausch-Verhältnis von 10 db an den Ausgangsklemmen. Dies wird mit einem modulierten Signal (30 %, 400 Hz) bei einer Bandbreite von 2 × 3 kHz (Stellung 3 des Bandbreitenreglers) gemessen.

Die Ausgangsleistung ist bei diesen Bedingungen mindestens 50 mW.

Mittels eines fünfstufigen Schalters können folgende Bandbreiten gewählt werden:

1. 2 × 0,45 kHz Quarzfilter,
2. 2 × 1,3 kHz Quarzfilter,
3. 2 × 3 kHz bei 6 db Abschwächg.,
4. 2 × 6 kHz bei 6 db Abschwächg.,
5. 2 × 4,2 kHz zu wählen, wenn ein ZF-Adapter mit dem Empfänger verbunden wird (F 1- oder A 3 b-Empfang).

Ein Hochvakuumschwingquarz findet im Filter Verwendung. Eine von der Frontwand zu betätigende Quarzphasenregelung ist vorgesehen.

Die Frequenzverwerfung bei Frequenzen < 22 MHz ist kleiner als 2 kHz und bei Frequenzen > 22 MHz kleiner als 4 kHz. Diese Verwerfung erfolgt in 30 Minuten nach Einschalten des Gerätes.

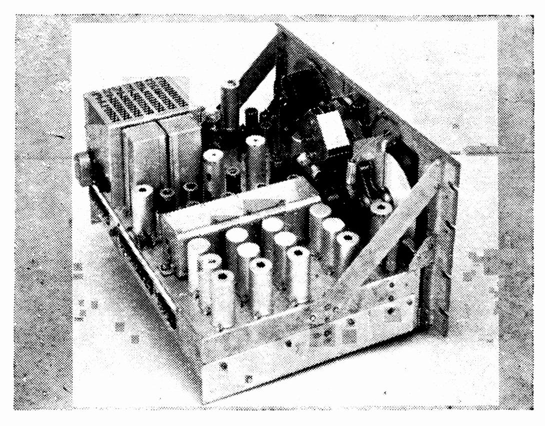
3,5— 9,1 MHz	besser als 78 db
9,1—13,7 MHz	besser als 70 db
13,7—20,7 MHz	besser als 54 db
20,7—32 MHz	besser als 43 db

Links:
Hier sehen wir die Blockschaltung des Philips-Empfängers BX 925 A. An Hand dieser können Sie alle in unserem Aufsatz erwähnten Betriebsarten eindeutig verfolgen.

Selbstverständlich ist auch ein Schwebungsoszillator eingebaut. Die Tonhöhe ist von der Frontwand aus zwischen ± 6 kHz regelbar.

Der Empfänger ist mit einem eingebauten 500-kHz-Quarzoszillator zur Überprüfung der genauen Eichung der Hauptabstimmskala ausgestattet (Abstand zwischen den Prüfpunkten 500 kHz). An der Frontwand ist ein Trägerpegelmesser angeordnet.

Für die Frequenzbereiche 1 und 2 (210 bis 450 kHz und 1,45 bis 3,6 MHz) ist der Antenneneingangskreis an eine Kunstantenne von 200 pF und 25 Ohm angepaßt. Für die Frequenzbereiche 3 bis 6 (3,5 bis 32 MHz) ist die Antenneneingangsimpedanz 400 Ohm (symmetrisch oder asymmetrisch).



Hier werfen wir einen Blick auf das Chassis des Kommunikationsempfängers BX 925 A.

An eine gesonderte Eingangsklemme kann jede beliebige Antenne angeschlossen werden. Ein kleiner Drehkondensator ermöglicht die Abstimmung des Antennenkreises von der Frontseite aus.

Der Schwundausgleichschalter ist vierstufig:

0. Lautstärkeregler von Hand.
1. Normaler Schwundausgleich (0,05 sec) mit Verzögerung.
2. Normaler Schwundausgleich (0,05 sec) ohne Verzögerung.
3. Langsamer Schwundausgleich (1 sec) ohne Verzögerung.

Bei einem Steigen der HF-Eingangsspannung um 20 db variiert die NF-Ausgangsleistung nicht mehr als 2 db, vorausgesetzt, daß die anfängliche HF-Eingangsspannung mindestens 100 μV betrug.

Ein Sende-Empfangs-Schalter ist eingebaut; in der Stellung „Senden" schaltet er den NF-Teil des Empfängers ab und schließt einen Kontakt zur Betätigung eines Fernrelais.

Die NF-Ausgangsleistung beträgt maximal 1,5 Watt. Zwei Ausgangskreise sind vorgesehen: einer von 5 Ohm für einen Lautsprecher oder Kopfhörer und ein symmetrischer Linienausgang von 600 Ohm.

Bei einer Ausgangsleistung von 1,5 Watt ist die nichtlineare Verzerrung kleiner als 10 %. — Bei einer Ausgangsleistung von + 10 mW an den 600-Ohm-Klemmen ist die nichtlineare Verzerrung kleiner als 1 %.



als Nachschlagewerk (Jahrgang 1953

Die in der Klammer hinter den einzelnen Stichworten angegebenen Buchstaben bedeuten:

(B) Bauanleitung, (S) Schaltung,
(L) Leitartikel, (Inf) Röhreninformation.

Die Zahl vor dem Querstrich gibt die Heftnummer, die nach dem Querstrich die Seitenzahl an.

AK

ANT

ELM

EMPF

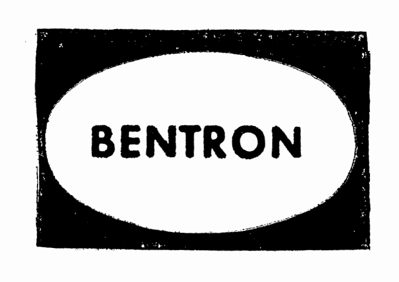
ELT

FERN

FS

FUNK

Eigentümer und Verleger: „elektron"-Verlag Ing. Hugo Kirnbauer, Herausgeber und für den Inhalt verantwortlich: Ing. Hugo Kirnbauer, beide Linz an der Donau, Graben 9, Telephon 2 74 68 — Ausgabeort: Wels, Versandpostamt Wels II — Druck: Buch- und Kunstdruckerei Joh. Haas. Wels, Stadtplatz 34 — 4234-53



bringt

DOPPELTRIODEN

für jeden Zweck

ECC 81 ECC 82 ECC 83

Doppeltrioden in Miniaturtechnik mit Novalsockel

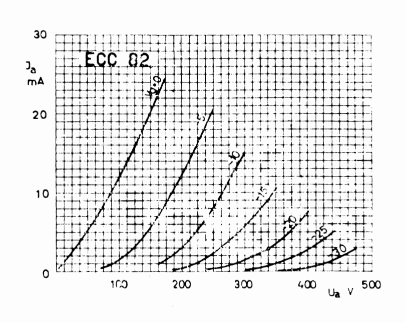
ECC 81: Bis über 500 MHz als Mischröhre bzw. Oszillator verwendbar. Große Steilheit. (Entspricht der amerikanischen Röhre 12 AT 7.)

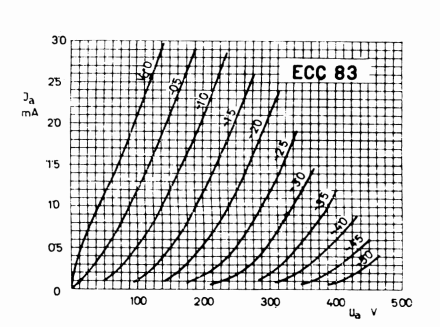
ECC 82: Als Mischröhre und Widerstandsröhre zu verwenden. (Entspricht der amerikan. Röhre 12 AU 7.)

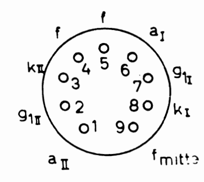
ECC 83: Besonders für Misch- und Phasenumkehrschaltungen in NF-Verstärkern geeignet. (Entspricht der amerikanischen Röhre 12 AX 7.)

	ECC 81	ECC 82	ECC 83	
U_h =	6,3 (12,6)	6,3 (12,6)	6,3 (12,6)	Volt
J_h =	0,3 (0,15)	0,3 (0,15)	0,3 (0,15)	Ampere
U_a =	200	250	250	Volt
J_a =	2 x 11,5	2 x 10,5	2 x 1,2	Ampere
U_g =	—1	—8,5	— 2	Volt
R_k =	2 x 90	2 x 800	2 x 1650	Ohm
S =	6,5	2,2	1,6	mA/V
D =	1,5	5,9	1	%

ECC 81







Sockelschaltung
ECC 81
ECC 82
ECC 83

BENTRON

BENTRON GmbH., München 2, Sendlinger Straße 55